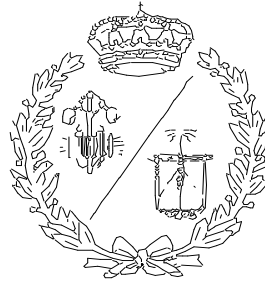


**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS  
INDUSTRIALES Y DE TELECOMUNICACIÓN**

**UNIVERSIDAD DE CANTABRIA**



***Trabajo Fin de Grado***

**Rectificador de línea con dispositivos de  
potencia activos Si MOSFETs  
(Line synchronous bridge rectifier with Si  
MOSFETs)**

Para acceder al Título de

**GRADUADO EN INGENIERÍA EN  
TECNOLOGÍAS INDUSTRIALES**

Autor: Julia López Plana

Tutor: F. Javier Azcondo Sánchez

Septiembre – 2023

## ***Agradecimientos***

Quisiera agradecer a F. Javier Azcondo Sánchez, Alberto Pigazo Lopez y Sandu Tigira Tigira por su paciencia, dedicación y ayuda en este trabajo. Por descubrirme el mundo de la electrónica de potencia y enseñarme tantas cosas.

También a familiares y amigos por el apoyo incondicional en la distancia en uno de los años más enriquecedores tanto en lo personal como en lo académico.

Gracias a todos.

Santander, 2023

## ***Resumen***

Este Trabajo de Fin de Grado se ha realizado en su mayoría en el laboratorio de electrónica de potencia de la Universidad de Cantabria. Cuyo fin ha sido el diseño y fabricación de un convertidor rectificador monofásico de potencia de 230 V y 50 Hz con dispositivos MOSFET. Su realización implica la realización de diseños y construcción en los diferentes ámbitos de la electrónica: 1) Instrumentación, 2) amplificación y adaptación de la señal, 3) conversión analógico digital, 4) tratamiento digital de la información con un microprocesador y 5) conversión electrónica de potencia. La etapa de cálculos se ha apoyado con el manejo de herramientas de simulación matemático (Matlab / Simulink) como electrónico (PLECS) y la verificación mediante la obtención de resultados experimentales con instrumentación de precisión. El resultado es la consecución de una plataforma de ensayo de dispositivos de potencia en etapas rectificadores de red monofásica, previa a PFCs activos, abierta a incluir algoritmos de sincronización con la propia red. Se lleva a cabo un extenso estudio de las prestaciones requeridas y de los dispositivos empleados durante el proceso. Utilizando diferentes entornos de simulación y programación que por último han permitido la ejecución del proyecto comprobando su funcionalidad.

This Final Degree Project has been mostly carried out in the Power Electronics Laboratory of the University of Cantabria. Its purpose has been the design and fabrication of a single-phase rectifier converter with MOSFET devices, capable of handling 230 V and 50 Hz power. Its realization involves designs and construction in various electronics fields: 1) Instrumentation, 2) signal amplification and adaptation, 3) analog-to-digital conversion, 4) digital processing of information using a microprocessor, and 5) electronic power conversion. The calculation phase has been supported by the use of mathematical simulation tools (Matlab / Simulink) as well as electronic simulation tools (PLECS), and verified by obtaining experimental results with precision instrumentation. The outcome is the development of a testing platform for power devices in single-phase rectifier stages, prior to active PFCs (Power Factor Correctors), open to the inclusion of synchronization algorithms with the grid itself. An extensive study of the required performance and the devices used throughout the process is conducted. Different simulation and programming environments are utilized, ultimately enabling the project's execution and confirming its functionality.

# Índice general

<b>INTRODUCCIÓN</b> .....	<b>1</b>
1.1 DEFINICIÓN .....	1
1.2 OBJETIVOS .....	1
1.3 ANTECEDENTES .....	2
1.4 ORGANIZACIÓN .....	2
<b>2 FUNDAMENTOS DE LOS DISPOSITIVOS Y CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS</b> .....	<b>3</b>
2.1 INTRODUCCIÓN.....	3
2.2 MOSFET .....	4
<i>Estructura básica, características I-V y tipos</i> .....	4
<i>Comparación de diodo y MOSFET curva V-I</i> .....	9
<i>Power factor correction (PFC) Circuit Basics</i> .....	10
2.3 COMPARATIVA DISPOSITIVOS .....	11
<b>3 RECTIFICACIÓN</b> .....	<b>14</b>
3.1 INTRODUCCIÓN.....	14
3.2 TIPOS .....	14
<i>Rectificación de media onda</i> .....	14
<i>Rectificación de onda completa</i> .....	14
<i>Rectificación síncrona</i> .....	17
3.3 CONCLUSIONES.....	18
<b>4 PRUEBAS Y RESULTADOS DE SIMULACIÓN</b> .....	<b>20</b>
4.1 PRUEBA 1: PREDISEÑO.....	20
4.2 PRUEBA 2: MODIFICACIONES.....	24
4.3 DISEÑO FINAL.....	26
4.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS DE SIMULACIÓN .....	28
<i>Tensión y corriente</i> .....	28
<i>Señales de mando</i> .....	31
4.5 PLL DISEÑO .....	36
<b>5 PARTE EXPERIMENTAL EN LABORATORIO</b> .....	<b>37</b>
5.1 DISEÑO DEL PROTOTIPO .....	38
<i>Etapa de sensado</i> .....	38
<i>Etapa de control</i> .....	62
<i>Etapa de potencia</i> .....	63
5.2 RESULTADOS FINALES .....	73
<i>Pruebas previas</i> .....	73
<i>Prueba final</i> .....	80
<b>CONCLUSIONES</b> .....	<b>83</b>
<b>PRESUPUESTO</b> .....	<b>84</b>
MATERIALES.....	84
EQUIPO UTILIZADO .....	89
MANO DE OBRA.....	89
COSTE TOTAL .....	90
<b>BIBLIOGRAFÍA</b> .....	<b>90</b>
<b>ANEXOS</b> .....	<b>92</b>
ANEXO A: PLANOS PBC SENSADO .....	92
ANEXO B: PLANOS PBC POTENCIA .....	96
ANEXO C: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS .....	99

## Índice de Figuras

Figura 1. Tipos de canal del MOSFET.....	4
Figura 2. Característica V-I del MOSFET.....	5
Figura 3. Pérdidas en el dispositivo.....	6
Figura 4. Drain-source on-state resistance. Fuente: Infineon.....	7
Figura 5. Circuito equivalente del MOSFET. Fuente: Infineon.....	7
Figura 6. Comparativa V-I entre diferentes dispositivos. Fuente: Laboratorio, Universidad de Cantabria..	9
Figura 7. Tensión de entrada y corriente para FP = 1. Fuente: TI.....	11
Figura 8. Aplicaciones tecnológicas del Si, SiC y GaN en función de la potencia y frecuencia de operación. Fuente: Infineon.....	12
Figura 9. Circuito puente rectificador de onda completa con diodos.....	15
Figura 10. Active Bridge. Fuente:Onsemi [9].....	17
Figura 11. Prueba 1: Prediseño del circuito. MATLAB.....	20
Figura 12. Prueba 1: Prediseño del circuito de señales (arriba) y señales 1 y 2 (abajo). PLECS.....	21
Figura 13. Prueba 1: Prediseño del circuito puente rectificador activo. PLECS.....	22
Figura 14. Prueba 1: Tensión de red (azul) y señales de mando en Q1, Q2, Q3 y Q4.....	22
Figura 15. Prueba 1: Tensión de red (rojo) y tensión rectificada (azul).....	23
Figura 16. Prueba 1: Corriente de red (azul) y corriente rama A (verde) y rama B (rojo).....	23
Figura 17. Prueba 1: Prediseño del bloque de señales (a) y subsystem (b). PLECS.....	24
Figura 18. Prueba 2: Circuito modificado. MATLAB.....	24
Figura 19. Prueba 2: Modificaciones en el circuito puente rectificador activo. PLECS.....	25
Figura 20. Prueba 2: Circuito modificado de señales (a) y subsystem (b). PLECS.....	25
Figura 21. Prueba 2: Tensión de red ajustada al ADC.....	26
Figura 22. Diseño final: Circuito final. MATLAB.....	26
Figura 23. Diseño final: Circuito final del puente rectificador síncrono. PLECS.....	27
Figura 24. Diseño final: Circuito final de señales (a) y subsystem (b). PLECS.....	27
Figura 25. Caso 1: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).....	28
Figura 26. Caso 2: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).....	29
Figura 27. Caso 3: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).....	29
Figura 28. Caso 4: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).....	30
Figura 29. Caso 5: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).....	30
Figura 30. Caso 6: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).....	31
Figura 31. Caso 7: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).....	31
Figura 32. Caso 1: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).....	32
Figura 33. Caso 2: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).....	32
Figura 34. Caso 3: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).....	33
Figura 35. Caso 4: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).....	33
Figura 36. Caso 5: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).....	34
Figura 37. Caso 6: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).....	34
Figura 38. Caso 7: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).....	35
Figura 39. IC2.....	39
Figura 40. IC5.....	39
Figura 41. C4.....	40
Figura 42. C6, C7, C11, C14.....	40
Figura 43. C9, C12.....	41
Figura 44. R1.....	41
Figura 45. R2.....	41
Figura 46. R5, R8.....	42
Figura 47. IC9.....	43
Figura 48. C1.....	43
Figura 49. C5, C8.....	44
Figura 50. R3,R4,R9, R12, R14.....	44

Figura 51. R6.....	45
Figura 52. R10.....	45
Figura 53. R7.....	45
Figura 54. J2, J4 .....	46
Figura 55. J5, J6, J7, J8 .....	46
Figura 56. J1 a J8.....	47
Figura 57. J1 .....	47
Figura 58. IC12.....	48
Figura 59. IC10.....	49
Figura 60. C20.....	50
Figura 61. C22.....	50
Figura 62. R16.....	51
Figura 63. R17.....	51
Figura 64. PS1 .....	52
Figura 65. C23, C26 .....	52
Figura 66. C24, C25 .....	53
Figura 67. IC11.....	53
Figura 68. C16, C17, C18, C21 .....	54
Figura 69. R15.....	54
Figura 70. IC4.....	55
Figura 71. C10.....	55
Figura 72. C13.....	56
Figura 73. R11 .....	56
Figura 74. R13.....	57
Figura 75. IC7.....	57
Figura 76. C15.....	58
Figura 77. C19.....	58
Figura 78. IC1.....	59
Figura 79. C2.....	59
Figura 80. C3.....	60
Figura 81. Lado Top y Bottom PCB de sensado sin soldar. ....	61
Figura 82. Lado Top y Bottom PCB de sensado soldada. ....	61
Figura 83. Microcontrolador sobre PCB de sensado. ....	62
Figura 84. Q1, Q2, Q3, Q4 .....	63
Figura 85. IC1, IC2.....	64
Figura 86. D2.....	65
Figura 87. C10,C11,C13,C14 .....	66
Figura 88. C15, C17 .....	66
Figura 89. C16.....	67
Figura 90. C21 .....	67
Figura 91. R9, R10 .....	68
Figura 92. R13, R14 .....	68
Figura 93. FL1 .....	68
Figura 94. PS1 .....	69
Figura 95. J2.....	69
Figura 96. J4, J5 .....	70
Figura 97. HS1, HS2, HS3, HS4 .....	70
Figura 98. Lado Top y Bottom de la PCB de potencia sin componentes .....	71
Figura 99. Lado Top y Bottom de la PCB de potencia componentes soldados. ....	72
Figura 100. Montaje y conexión de la placa de sensado. Laboratorio .....	73
Figura 101. Medida de la tensión en el ADC del microcontrolador y de la tensión de red en la placa de sensado. Laboratorio. ....	74
Figura 102. Montaje microcontrolador pruebas previas. Laboratorio. ....	75

Figura 103. Señal sinusoidal de red y señales cuadradas. Laboratorio.....	75
Figura 104. Señales complementarias de mando generadas en el microcontrolador.....	76
Figura 105. Tiempo muerto entre señales de mando.....	76
Figura 106. Medida de señales placa de sensado y microcontrolador.....	77
Figura 107. Montaje del microcontrolador en la placa de sensado y comprobaciones. Laboratorio.....	77
Figura 108. Medida de tensión VGS en el transistor Q1 con sonda diferencial. Laboratorio.....	78
Figura 109. Medida de la tensión VGS para cada transistor: Q1, Q2, Q3 y Q4.....	79
Figura 110. VGS de los transistores rama A (izquierda) y rama B (derecha). .....	79
Figura 111. Generador de funciones (izquierda) y montaje etapa de potencia con el generador (derecha). Laboratorio.....	80
Figura 112. Señales de conmutación de los transistores mediante señales de mando generadas en el generador de funciones.....	80
Figura 113. Montaje final conexión a la fuente de tensión alterna no aislada.....	81
Figura 114. Montaje final conexión a la fuente de tensión alterna aislada.....	81
Figura 115. Resultado final del puente rectificador activo con MOSFET de Si.....	82
Figura 116. Resultados de puente rectificador pasivo con diodos.....	83

### ***Índice de Tablas***

Tabla 1. Valores de corriente y tensión para diferentes MOSFET.....	10
Tabla 2. Valores de la huella de carbono de un wafer de Si y de SiC. Fuente: [6].....	13
Tabla 3. Valores de tiempo muerto y de tensión de red y rectificada.....	35
Tabla 4. Valores de corriente.....	36
Tabla 5. Condensadores, resistencias y diodos empleados en la PCB de sensado.....	85
Tabla 6. PCB de sensado y de potencia.....	85
Tabla 7. Componentes auxiliares empleados en la PCB de sensado.....	86
Tabla 8. Microcontrolador.....	87
Tabla 9. Transistores MOSFET y drivers empleados en la PCB de potencia.....	87
Tabla 10. Condensadores, resistencias y diodos empleados en la PCB de potencia.....	88
Tabla 11. Disparadores térmicos empleados en la PCB de potencia.....	88
Tabla 12. Componentes auxiliares empleados en la PCB de potencia.....	88
Tabla 13. Tiempo utilizado con el equipo del laboratorio.....	89
Tabla 14. Mano de obra.....	89
Tabla 15. Coste total.....	90

# INTRODUCCIÓN

## 1.1 DEFINICIÓN

Este proyecto incluye la realización de un modelo de simulación, el diseño, construcción y experimentación de un prototipo de convertidor rectificador de potencia monofásico síncrono de tensión de red con dispositivos activos MOSFET de potencia.

Se divide en las siguientes partes: en la primera etapa, se adquirirá la información de la red y se obtendrá la tensión ajustada que se utilizará para alimentar la etapa de control. En la etapa de control, se generan las señales de mando para controlar la etapa de potencia, que es el puente rectificador.

La tensión monofásica de 230 V de valor eficaz a 50 Hz proveniente de la red será la entrada al rectificador. Además, de ella se obtiene la señal que será a su vez ajustada mediante la primera etapa en un intervalo de tensión entre 0 V y 3,3 V, con el propósito de proporcionar la alimentación necesaria al ADC del microcontrolador. Se diseñarán y fabricarán dos circuitos impresos, *Printed Circuit Board* (PCB), para la primera y última etapa.

## 1.2 OBJETIVOS

El propósito de este proyecto consiste en realizar las etapas de medida control y potencia de un rectificador síncrono con el que obtener medidas que permitan analizar las pérdidas de potencia, con el fin de evaluar su rendimiento en comparación con los rectificadores convencionales que utilizan diodos, y también identificar posibles mejoras en aplicaciones de corrección del factor de potencia.

El objetivo es lograr etapas que mejoran la calidad y eficiencia de la conversión de la energía eléctrica, con la suficiente robustez para obtener resultados fiables, además de desarrollar un prototipo que sea económico y pueda ser utilizado en proyectos futuros.



### **1.3 ANTECEDENTES**

Las etapas rectificadoras tradicionales se basan en puentes de diodos. Sin embargo, en estos el factor de potencia (PF) es menor que las especificaciones definidas en las normativas tales como IEC 61000-3-2. Es por ello, que se buscan alternativas para mejorar el factor de potencia. Actualmente la iniciativa 80 Plus es una referencia para establecer el rendimiento de la etapa rectificadora que orienta a los diseñadores a utilizar semiconductores de mejor rendimiento y topologías más avanzadas.

En este trabajo se muestra cómo la tecnología disponible permite disminuir las pérdidas por conducción y conmutación en los dispositivos y mejorar así el rendimiento de los correctores del factor de potencia.

### **1.4 ORGANIZACIÓN**

El proyecto se ha estructurado en distintas fases. En primer lugar, se ha llevado a cabo una recopilación de información sobre rectificadores y sus componentes más habituales con el propósito de evaluar las deficiencias presentes en los modelos actuales y analizar posibles mejoras.

Además, se ha incluido el estudio de las diferentes topologías existentes, detallando sus principales ventajas e inconvenientes.

En segundo lugar, se ha iniciado la fase de diseño de los circuitos fundamentales que componen el proyecto. Esta etapa incluye el desarrollo de la placa de sensado para caracterizar la corriente y la tensión, así como la placa de potencia donde se implementa el rectificador de potencia con dispositivos activos.

En tercer lugar, se ha realizado la programación del microcontrolador que implementa el circuito de los drivers empleados para controlar los dispositivos MOSFET del puente rectificador de la etapa de potencia.

Por último, se han soldado todos los componentes de ambas placas y se ha procedido a realizar las mediciones de pérdidas.

## 2 FUNDAMENTOS DE LOS DISPOSITIVOS Y CONVERTIDORES ELECTRÓNICOS

### 2.1 INTRODUCCIÓN

La pérdida de potencia de los diodos tiene un impacto notable para que la eficiencia global del convertidor cumpla con los objetivos de eficiencia en diferentes condiciones de carga. Por ello, en la literatura, se proponen varias topologías para mejorar la eficiencia de los convertidores. A medida que se reducen el número de diodos y aumenta el número de dispositivos activos se reducen las pérdidas en conducción y se obtiene una mayor eficiencia. [1]

Conseguir alta densidad de potencia, alto rendimiento y bajo coste en los diseños de convertidores de potencia se han convertido en uno de los principales retos en el ámbito de la electrónica. El desarrollo tecnológico y las aplicaciones de diferentes dispositivos como los de amplia banda prohibida (*wide bandgap*, WBG) de carburo de silicio (SiC) o nitruro de galio (GaN), se han convertido en posibles y prometedores sustitutos de los dispositivos tradicionales de silicio (Si) en diferentes aplicaciones. Debido a su velocidad de conmutación superior y bajas pérdidas de conmutación, además de baja dependencia de la temperatura con la resistencia de encendido, mayor eficiencia, mayor potencia, mayor robustez y fiabilidad. Por otro lado, los dispositivos WBG suponen mayor coste y su proceso de fabricación tiene mayor impacto ambiental. Por este motivo, en una aplicación de conmutación a baja frecuencia (frecuencia de red) se propone la utilización de Si MOSFET para la realización de una etapa rectificadora en puente.

Los principales retos actualmente son:

- Diseño y topología de convertidores
- Mejorar la eficiencia
- Elección de dispositivos
- Gestión térmica
- Control digital

## 2.2 MOSFET

Se expone a continuación una breve explicación de este tipo de dispositivos para comprender su funcionamiento, ya que son los componentes de conmutación donde se generan las pérdidas del rectificador.

### Estructura básica, características $I$ - $V$ y tipos

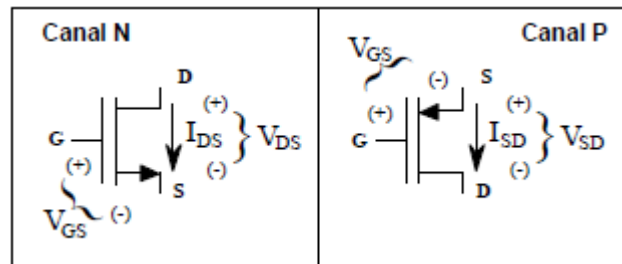


Figura 1. Tipos de canal del MOSFET.

Estos transistores se denominan unipolares debido a que la generación de corriente es resultado del flujo de electrones, lo que determina la naturaleza de canal, ya sea N o P. También son conocidos como transistores de efecto de campo (FET, *Field Effect Transistor*), ya que su regulación de conducción se debe al campo eléctrico generado por una tensión. En este tipo de transistores, la tensión umbral  $V_T$ , que representa el valor de tensión de control necesario para establecer o interrumpir el canal de conducción. Según el tipo de dispositivo, de canal P o N, este valor puede ser tanto negativo como positivo, y su magnitud es un parámetro de fabricación que puede ajustarse.

En el contexto de este proyecto, se empleará la familia de dispositivos MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor-FET*).

Cuya estructura fundamental está compuesta por tres regiones principales:

- Fuente (*Source*): En esta región, los electrones forman la corriente que fluye hacia el exterior del transistor. Comúnmente, se conecta al terminal más negativo del circuito.
- Drenador (*Drain*): En este punto, se captura la corriente de electrones que atraviesa el canal del transistor y luego se dirige al circuito. Normalmente, se conecta al terminal más positivo.

- Puerta (*Gate*): La función de la puerta es regular el flujo de corriente entre la fuente y el drenador. Al aplicar una tensión puerta - fuente, se altera el canal a través del cual fluyen los electrones entre la fuente y el drenador, controlando la conductividad del transistor.

### Modos de operación y característica V-I

Se distinguen diversas zonas de operación para este tipo de transistores:

- Zona de Corte
- Zona Óhmica
- Zona de Saturación

Se muestra en la Figura 2, la relación entre la corriente  $i_{DS}$  y la tensión  $v_{DS}$ :

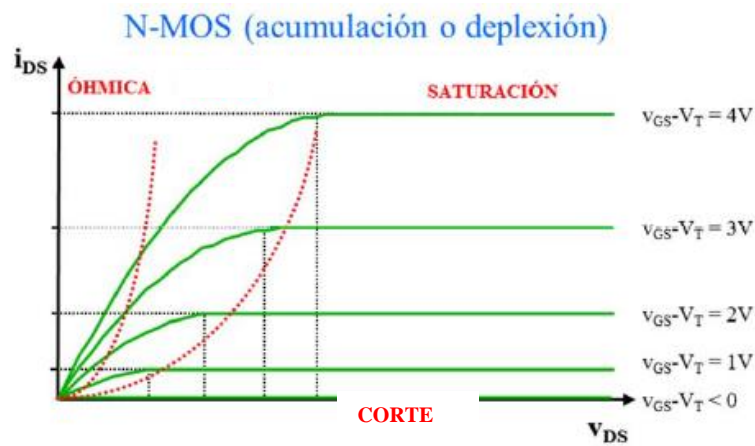


Figura 2. Característica V-I del MOSFET.

En resumen, cuando el transistor carece de canal formado, es decir,  $V_{GS} < V_T$ , no se produce conducción. Esto se denomina estado de corte (OFF), y en esta condición, la corriente que fluye a través del transistor es nula. No obstante, cuando el transistor tiene canal de conducción formado y  $V_{GS} > V_T$ , se presentan diversas regiones de comportamiento:

- Zona de saturación, en la que se produce gran disipación de potencia.
- Zona de óhmica (ON)

## Pérdidas en el dispositivo

Las pérdidas causadas por la conmutación y la conducción del MOSFET son las que contribuyen al aumento de su temperatura. Las pérdidas por conmutación del MOSFET en la rectificación de línea pueden ignorarse debido a que la frecuencia de conmutación del MOSFET coincide con la frecuencia de línea y la conmutación se produce en los pasos por cero de la tensión y consecuentemente de la corriente, asumiendo factor de potencia unidad. Las pérdidas por conducción del MOSFET dependen de la corriente y de la resistencia  $R_{DS(on)}$  del dispositivo, la cual a su vez depende del encapsulado y del chip. Esta resistencia es el factor clave para lograr un alto rendimiento en la rectificación del puente.

[2]

Se puede realizar una estimación de las pérdidas si se consideran las pérdidas de conducción más las de conmutación.

$$P_T = P_{on} + P_{off} + P_s = P_{on} + P_s$$

$$P_{off} \approx 0$$

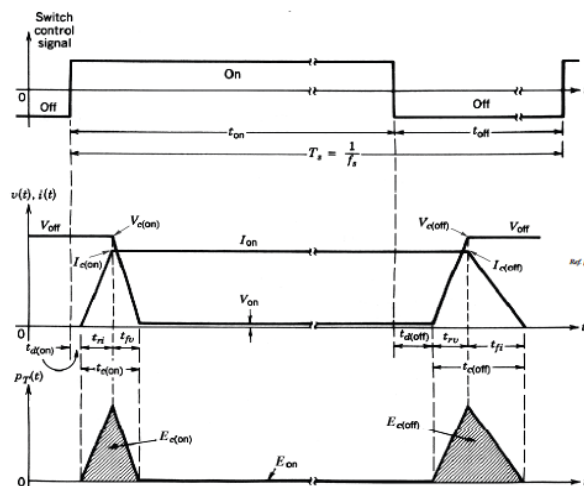


Figura 3. Pérdidas en el dispositivo.

El MOSFET se considera como una resistencia,  $R_{ds(on)}$  a una temperatura de unión especificada. Las pérdidas en conducción en el puente de transistores se evalúan mediante la siguiente ecuación:

$$P_C = 4 * R_{DS(on)} I_{rms}^2$$

Siendo  $R_{DS(on)}$  la resistencia de valor  $89\text{ m}\Omega$  e  $I_{rms}$  la corriente eficaz. El circuito equivalente y la pérdida de conducción a partir de  $R_{DS(on)}$  del MOSFET de potencia se muestran en las Figuras 4 y 5. [2]

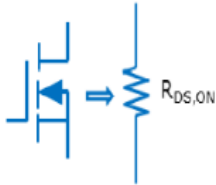


Figura 5. Circuito equivalente del MOSFET. Fuente: Infineon.

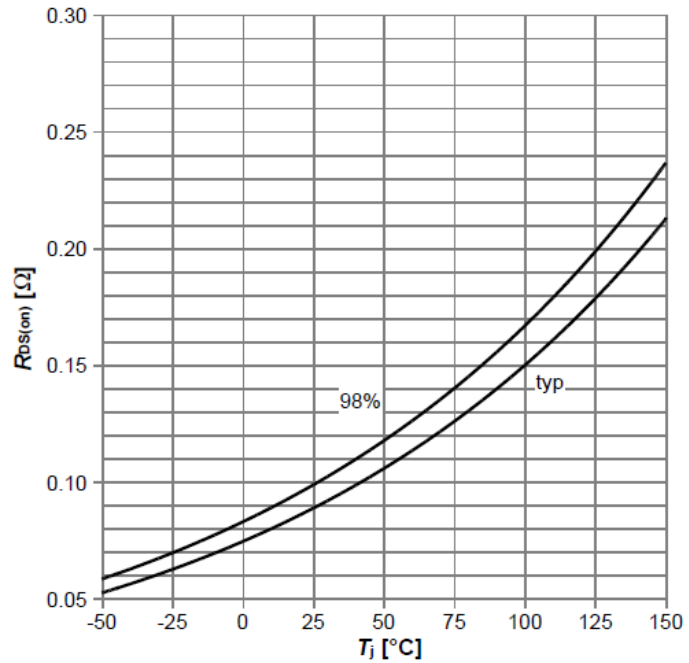


Figura 4. Drain-source on-state resistance. Fuente: Infineon.

$$R_{DS(on)}=f(T_j); I_D=14.5\text{ A}; V_{GS}=10\text{ V}$$

Para el dispositivo en cuestión, el fabricante proporciona las pérdidas de potencia,  $P_{tot}$ , en función de la temperatura,  $T_c$ , mostradas en el Anexo C.

Debe tenerse en cuenta que, al conmutar entre el estado de corte al estado de saturación, se atraviesa durante un intervalo de tiempo la zona lineal. Siendo fundamental que el dispositivo se mantenga dentro del SOA<sup>1</sup> durante este tiempo.

Las pérdidas en conmutación para una carga resistiva ( $a = 6$ ) son las siguientes:

$$P_s = P_c(on) + P_c(off) = \frac{1}{a} V_c(on) I_c(on) \frac{t_c(on)}{T_s} + \frac{1}{a} V_c(off) I_c(off) \frac{t_c(off)}{T_s}$$

<sup>1</sup> SOA: Área de operación segura.

En la Figura 3, se muestra las pérdidas que se producen durante la conmutación en el dispositivo.

Obteniendo resultados mediante simulación o midiendo la energía disipada en un transitorio de conmutación de un MOSFET se llega a la conclusión de que se podrían despreciar estas pérdidas. Para ello hay que conseguir conmutaciones en las que no se produjera situaciones de cortocircuito (*cross conduction*). Para ello hay que garantizar que antes del transitorio *off-on* de un transistor se ha completado el transitorio *on-off* del transistor de la misma rama. Esto se consigue introduciendo un tiempo muerto suficiente en el que las señales de mando, idealmente complementarias, de los transistores de la misma rama están simultáneamente en nivel bajo que corresponde a la situación de OFF de los transistores, evitando así picos de intensidad por *cross conduction*.

Obtener las formas de onda de la tensión drenador-fuente,  $V_{DS}$ , y la intensidad  $i_D$ , en el MOSFET durante el transitorio de *on-off* y *off-on* para cada uno de los 4 transistores del puente. Y con esto obtener la función de potencia instantánea para cada uno mediante la siguiente fórmula:

$$P = V_{DS} * i_D$$

Y calcular la energía disipada aproximando la potencia a un triángulo como se ve en la Figura 3. Calcula las áreas  $E_{on-off}$  y  $E_{off-on}$ , siendo la potencia disipada en los transistores durante el periodo de transitorio la siguiente:

$$P_{trans} = 4 * \frac{E_{on-off} + E_{off-on}}{(20 * 10^{-3})}$$

Siendo el periodo de red,  $T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \text{ Hz}} = 20 \text{ ms}$  y observando que este periodo es muy grande en comparación con la duración del transitorio de conmutación de los transistores,  $t_{c(on)}$ . Siendo la tensión e intensidad que hay que conmutar por cada transistor pequeñas, ya que estas se producen alrededor del paso por cero de tensión. Es por ello que la potencia disipada en los transitorios puede considerarse despreciable en comparación con las pérdidas producidas en conducción.

## Comparación de diodo y MOSFET curva V-I

Se presenta en la Figura 6, la comparación de las curvas características obtenidas hace algún tiempo en el Laboratorio de Electrónica de la UC.

Se define como curva característica a la gráfica del comportamiento de la intensidad que atraviesa los terminales del dispositivo, en función de la tensión que soportan:  $I = I(V)$ .

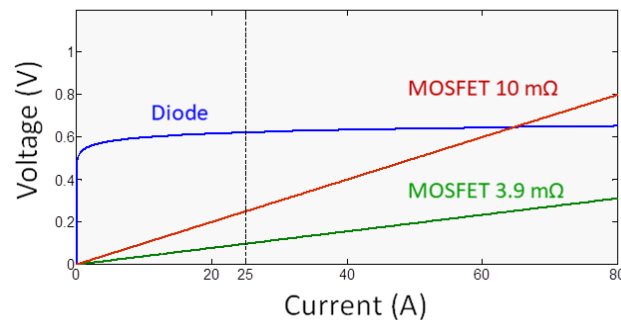


Figura 6. Comparativa V-I entre diferentes dispositivos. Fuente: Laboratorio, Universidad de Cantabria.

### Diodo

Para el diodo se puede observar que al principio cuando la corriente es nula, la tensión se eleva considerablemente alcanzando el valor de 0,5 V aproximadamente. A medida que la corriente aumenta, la tensión se va incrementando hasta alcanzar un valor de saturación de 0.6 V para un valor de corriente de 25 A.

### MOSFETs

Para los siguientes transistores utilizados en otro rectificador con corriente de frecuencia 125 kHz, el comportamiento es muy diferente.

1-  $R_{ds} = 3.9 \text{ m}\Omega$

Se observa un comportamiento lineal, donde la tensión aumenta de manera proporcional a la corriente. Esto ocurre debido a que este



dispositivo muestra un comportamiento equivalente al de una resistencia (ver Figura 5).

2-  $R_{ds} = 10 \text{ m}\Omega$

Si se aumenta la resistencia,  $R_{ds}$  aumenta la curva característica como se observa en la Figura 6. Se obtienen valores más elevados de tensión que en el caso anterior, como puede verse en la Tabla 1.

MOSFET $R_{ds} [\text{m}\Omega]$	Corriente [A]	Tensión [V]
3.9	0	0
	20	0.05
	40	0.1
	60	0.2
	80	0.25
10	0	0
	20	0.2
	40	0.4
	60	0.6
	80	0.8

Tabla 1. Valores de corriente y tensión para diferentes MOSFET.

### Power factor correction (PFC) Circuit Basics

Otra característica importante del proyecto es el factor de potencia unitario. Este se establece como la relación entre la potencia real medida en vatios, consumida por una carga y la potencia aparente total medida en voltiamperios, que circula entre la fuente de energía y la carga. [3]

La Figura 7, muestra el comportamiento de la corriente, para un factor de potencia unidad, en fase con la tensión.

Mantener un factor de potencia elevado resulta beneficioso para reducir la carga en la red eléctrica y cumplir con los requisitos de factor de potencia y distorsión armónica establecidos según normativa de la UE, EN61000-3-2. [3]

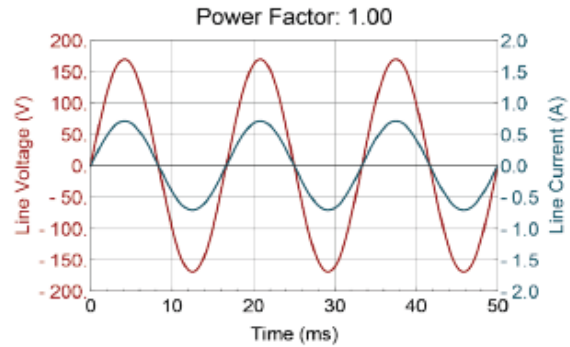


Figura 7. Tensión de entrada y corriente para  $FP = 1$ .  
Fuente: TI

## 2.3 COMPARATIVA DISPOSITIVOS

En este apartado se realiza la comparación entre tecnologías de diferentes transistores MOSFET: la de silicio (Si), que es la tecnología predominante y más tradicional, la de carburo de silicio (SiC) y la de nitruro de galio (GaN), que son tecnologías nuevas que en un futuro se espera que dominen el mercado debido a sus excelentes características.

Dado que para este proyecto la conmutación se realiza a una frecuencia muy baja, de 50 Hz, es conveniente utilizar dispositivos MOSFET de Si. Estos encuentran aplicación en convertidores conectados a la red que conmutan desde bajas frecuencias hasta por encima de 100 kHz. Esta tecnología tradicional se emplea en aplicaciones con valores de tensión que van desde los 25 V hasta 1.7 kV, como es el caso de este proyecto (600 V). [4,5]

En el caso de que la frecuencia de conmutación fuese mayor, sería apropiado utilizar otros dispositivos, como los dispositivos de banda ancha (WBG): carburo de silicio (SiC) o nitruro de galio (GaN). Los primeros ofrecen un rendimiento superior, aunque a un precio más elevado y se emplean en aplicaciones con frecuencias de conmutación desde 1 kHz llegando hasta el orden de 1 MHz. Así como en aplicaciones con tensiones desde los 650 V hasta 3.3 kV. [4,5]

Los dispositivos de GaN también se emplean en aplicaciones con las mayores frecuencias de conmutación, en intervalos desde 30 kHz hasta los casi 10 MHz. Y tensiones entre los 80 V hasta los 650 V. [4,5]

Sin embargo, estos tienen inconvenientes a pesar de ser sustitutos prometedores. Como, por ejemplo:

- Requieren controladores de puerta de SiC especiales y más caros.
- Los semiconductores WBG son más caros que los dispositivos de Si.

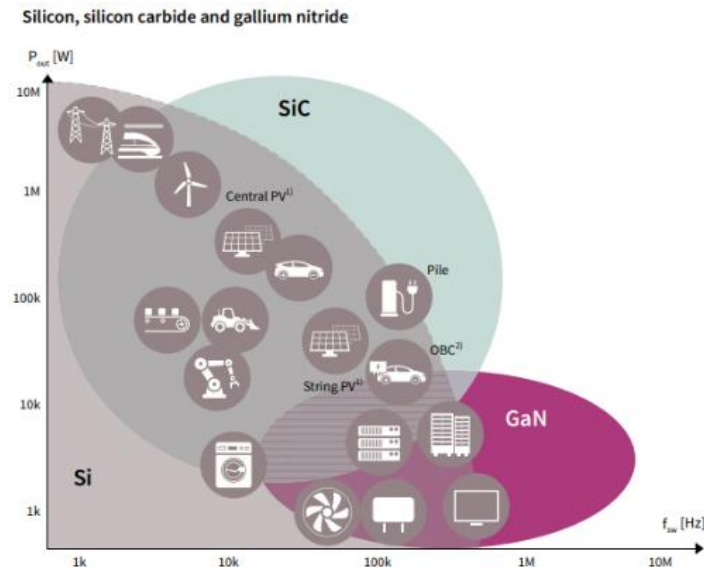


Figura 8. Aplicaciones tecnológicas del Si, SiC y GaN en función de la potencia y frecuencia de operación. Fuente: Infineon.

Los materiales de banda ancha complementan las soluciones de silicio mejorando los límites de la eficiencia energética, la reducción de tamaño y peso para niveles aún más altos de rendimiento y habilitando nuevas tecnologías [4,5].

Pero como ya se ha comentado antes, en este proyecto es suficiente y más adecuado utilizar la tecnología de Si, debido a que proporciona una mejor relación precio-rendimiento.

### Impacto medioambiental

Otro aspecto fundamental y de gran importancia en la industria de semiconductores es la reducción de la huella de carbono en la producción de *wafers*, donde se busca mejorar la sostenibilidad ambiental de la fabricación de dispositivos de este tipo.

En este caso se analiza la disipación de energía y la huella de carbono generada en la producción de dispositivos de Si y SiC, que es de gran relevancia a la hora de escoger un dispositivo u otro para las aplicaciones en rectificadores. Como se presentó en la ponencia [6], estos últimos proporcionan un rendimiento elevado en aplicaciones donde se busca mayor eficiencia, mayor potencia, mayor robustez y fiabilidad. Sin embargo, en este proyecto donde no es tan necesario y se trabaja a bajas frecuencias (50Hz) se van a emplear los dispositivos de Si. Pudiéndose observar en la Tabla 1, que la huella de carbono generada por los dispositivos de Si es considerablemente menor a la de los de SiC,

<b>Wafer Carbon Footprint [kg CO<sub>2</sub>e/m<sup>2</sup>]</b>	<b>Si [kg CO<sub>2</sub>e/m<sup>2</sup>]</b>	<b>SiC [kg CO<sub>2</sub>e/m<sup>2</sup>]</b>
<b>Raw Wafer <sup>2</sup></b>	1.000	25.000
<b>Wafer Processing Steps</b>	22.000	75.000
<b>Yield</b>	26.000	90.000

Tabla 2. Valores de la huella de carbono de un wafer de Si y de SiC. Fuente: [6]

Como resultado, se concluye que los primeros son la elección preferida para su implementación en el proyecto debido a que generan menor cantidad de emisiones de gases de efecto invernadero y consumen menos recursos naturales en su producción, desde la extracción de materias primas hasta su fabricación y posterior procesamiento.

Utilizándose para el diseño de este rectificador transistores MOSFET de Si. Específicamente, se empleará el modelo **IPW60R099P6XKSA1** del fabricante *Infineon Technologies*. [ANEXO C]. Detallándose sus principales características y ventajas en el Apartado 5.1.

---

<sup>2</sup> Raw wafer: oblea cruda. Fina lámina de material semiconductor, utilizada como materia prima en dispositivos electrónicos.

## **3 RECTIFICACIÓN**

### **3.1 INTRODUCCIÓN**

El consumo de energía eléctrica se realiza con dos tipos de corriente, la corriente alterna (CA) y la corriente directa (CC). Las empresas suministradoras de energía ofrecen a los consumidores tensión alterna. Existe una gran variedad de dispositivos que funcionan con este tipo de suministro. Otros, sin embargo, se alimentan con tensión continua y para que estos funcionen, la fuente de alimentación de CA debe convertirse en alimentación CC. [1]

Para ello, el proceso de conversión de corriente alterna a corriente continua se conoce como rectificación y el dispositivo que ayuda en este proceso se denomina rectificador o etapa rectificadora. La rectificación de la tensión alterna monofásica se puede clasificar en dos tipos, acorde con las características de salida del rectificador.

### **3.2 TIPOS**

#### **Rectificación de media onda**

Este tipo de rectificación la tensión de salida se obtiene de los semiperiodos de un signo, es decir la mitad de los semiperiodos, por ejemplo, los positivos, mientras que la otra mitad quedan bloqueados. No se expone en detalle en este proyecto, ya que no se va a desarrollar este concepto. Sin embargo, se puede acudir al documento donde se explica su funcionamiento. [7]

#### **Rectificación de onda completa**

La rectificación de onda completa, objeto de este proyecto, ocurre en ambos ciclos positivo y negativo, por lo que se realiza un ciclo completo. Consta de dos configuraciones importantes: rectificación de toma central y rectificación en puente.

- Rectificación de toma central: *Center-Tapped Rectifier*

Este tipo de rectificación de onda completa implica un transformador con toma central en el devanado secundario, donde cada extremo de la bobina se conecta a los diodos y la toma central a tierra. [8]

Las características destacadas en esta rectificación son:

- La tensión en el punto medio se toma como referencia (0 V) y forma el punto neutral. Esta toma separa la tensión de salida en dos valores idénticos con polaridades diferentes.
- Posibilidad de obtener varias tomas, lo que ofrece diferentes niveles de tensión de salida.

La desventaja de un rectificador de este estilo es la necesidad de un transformador, el cual es pesado y ocupa un espacio considerable.

- Rectificación en puente: *Bridge Rectifier*

El circuito de la Figura 9 describe el funcionamiento de la rectificación en puente.

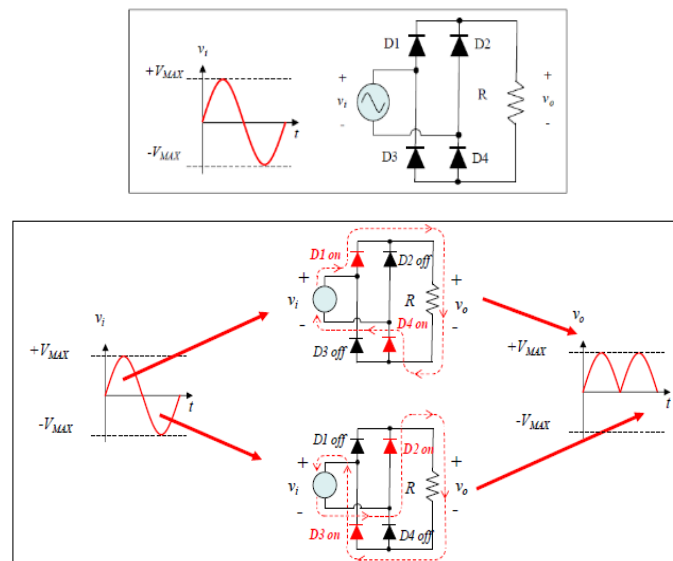


Figura 9. Circuito puente rectificador de onda completa con diodos.

Un rectificador de onda completa monofásico transforma la tensión de corriente alterna (CA) de entrada en una tensión de corriente continua (CC) en la salida.

Este se conoce como rectificador no controlado debido a que emplea diodos para rectificar la tensión de entrada. El diodo permite el paso de la

corriente en una sola dirección. En consecuencia, no permite ajustar la potencia en función de las necesidades de carga en el rectificador. Siendo por tanto la potencia suministrada a la carga determinada por la amplitud de la señal de entrada y las características de los diodos utilizados. [8]

### Funcionamiento

En este tipo de rectificación los diodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  y  $D_4$  están conectados de manera que solo dos de ellos conducen en cualquier mitad del ciclo dado. No utilizándose en este caso la toma central de la configuración anterior:

El funcionamiento se basa en lo siguiente:

- Durante la mitad del ciclo positivo como se observa en la Figura 9, los diodos  $D_1$  y  $D_4$  se encuentran en estado de conducción (*ON*), lo que significa que permiten el flujo de corriente a través de ellos. Mientras que los diodos  $D_2$  y  $D_3$  se encuentran en estado de bloqueo (*OFF*) e impiden el paso de corriente.
- Durante la mitad ciclo negativo como se observa en la Figura 9, los diodos  $D_2$  y  $D_3$  se encuentran en estado de conducción (*ON*), mientras que los diodos  $D_1$  y  $D_4$  se encuentran en estado de bloqueo (*OFF*).
- Lo que da lugar a una tensión,  $v_o$ , entre los terminales de la resistencia, positiva.

### Eficiencia

Para conocer la eficiencia del rectificador, se ha de tener en cuenta la relación entre la potencia de salida y la potencia de entrada. [8]

Esta se define con la siguiente ecuación:

$$\eta = \frac{\text{potencia de salida DC}}{\text{potencia de entrada AC}} = \frac{P_{DC}}{P_{AC}}$$
$$\eta = \frac{V_m / \sqrt{2}}{V_m / \sqrt{2}} = \frac{V_m}{V_m} = 1 \rightarrow 100 \%$$

## Rectificación síncrona

La rectificación síncrona es la tecnología diseñada y empleada para reducir las pérdidas en la conversión de tensión alterna. En lugar de utilizar diodos convencionales, esta tecnología emplea semiconductores controlados que funcionan como diodos. Estos semiconductores controlados conducen corriente en los mismos intervalos en los que lo haría un diodo y evitan la circulación de corriente en los intervalos en los que el diodo en la misma posición estaría bloqueado.

En consecuencia, los semiconductores utilizados en la rectificación síncrona de la red de baja tensión en niveles de potencia donde encuentran aplicación son los MOSFET. Estos dispositivos ofrecen una menor resistencia en conducción y una rápida conmutación, lo que ayuda a minimizar las pérdidas en la etapa rectificadora.

En la Figura 10, se muestra el que se denomina puente rectificador activo (*Active Bridge*) en azul.

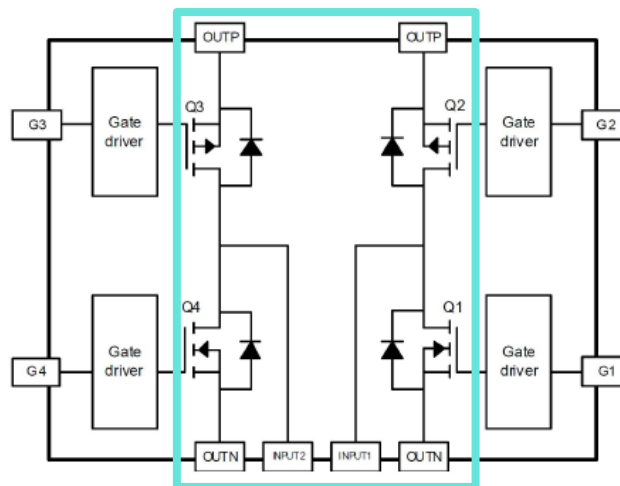


Figura 10. Active Bridge. Fuente: Onsemi [9]

Según estudios en los que se evalúa el consumo de energía de la etapa rectificadora en diferentes topologías: puente de diodos (*Diode Bridge*), puente de diodos más MOSFET (*Diode + MOSFET Bridge*) y por último puente rectificador activo. [9]



Se muestra en el puente de diodos que la tensión directa de los diodos al no ser constante, sino que aumenta con la cantidad de corriente que circula a través de ellos, contribuye al aumento de las pérdidas en el diodo. Sin embargo, al introducir el MOSFET se observa que las pérdidas se reducen siendo casi 1.5 veces menor que en el puente de diodos. Para el puente activo se observa que las pérdidas se reducen drásticamente en comparación con la topología de diodo, siendo casi tres veces menores. [9]

También han de tenerse en cuenta las restricciones térmicas y que la potencia consumida por el rectificador se disipa a través del auto-calentamiento, observándose que para la etapa rectificadora activa se obtienen temperaturas de hasta tres veces menos que el aumento de temperatura del puente de diodos.

Para concluir, al añadir MOSFETs en la etapa rectificadora esta se mejora considerablemente, aunque debido a la adición de diferentes restricciones el coste total del sistema se incrementa. Aunque la topología más eficiente con el menor consumo de potencia y la que proporciona menor aumento de temperatura es aun así la solución del puente activo.

### **3.3 CONCLUSIONES**

Debido a las pérdidas en conducción asociadas al puente rectificador, varios estudios sugieren reemplazar los diodos convencionales del puente rectificador por MOSFETs con el objetivo de mejorar el rendimiento y reducir así las pérdidas en conducción asociadas a la etapa rectificadora. En estas topologías, los MOSFETs reemplazan a los diodos y se encargan de realizar la rectificación, lo cual ofrece menores pérdidas en conducción.

Se identifica que con esta topología *MOSFET bridge* pueden producirse picos de corriente producidos en los transitorios de conmutación, cuando la tensión de red cambia de semiciclo. Este problema en los pasos por cero empeora el factor de potencia. Y sin un control adecuado en los pasos por cero de la tensión de entrada, el convertidor puede generar picos de corriente y resonancias que producen distorsión en la corriente de entrada, aumentando la distorsión

armónica total (THD) y generando ruido electromagnético (EMI) e incluso la rotura de los dispositivos. [10]. Esta situación debe corregirse introduciendo tiempos muertos en las señales de mando de los dispositivos para que el transitorio de puesta en conducción de un dispositivo (off – on) se inicie tras la completa finalización del transitorio de conducción a bloqueo (on – off) del dispositivo de su misma rama.

Las ventajas que ofrece esta topología respecto a otras (ver Apartado 3.2) son:

- Menores pérdidas en conducción
- Mejoras en el rendimiento
- Mayor densidad de potencia y frecuencia

Y las desventajas:

- Mayor complejidad en el control
- Más señales de control
- Hay que asegurar que la corriente de la red esté en fase con la tensión,  $FP = 1$ .
- Se pueden producir picos de corriente en los pasos por cero
- Lenta salida de conducción debido a los diodos intrínsecos
- Ruido electromagnético

## 4 PRUEBAS Y RESULTADOS DE SIMULACIÓN

En este apartado se llevan a cabo las pruebas de simulación en el laboratorio para la programación del microcontrolador y se analizan los resultados obtenidos.

### 4.1 PRUEBA 1: Prediseño

Inicialmente se plantea el modelo de la Figura 11 mediante los programas MATLAB y PLECS, tomándose como base para el rectificador que se pretende diseñar.

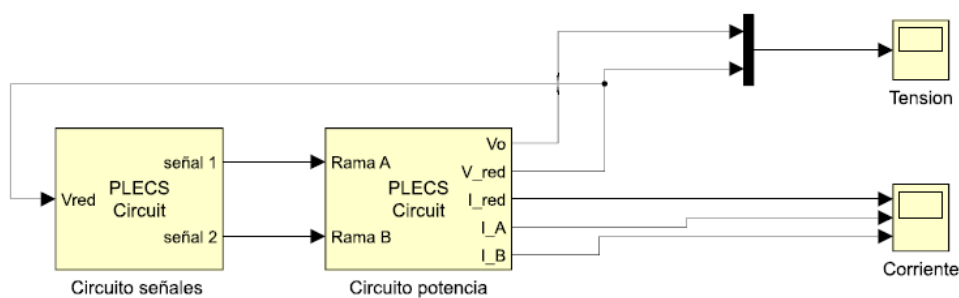


Figura 11. Prueba 1: Prediseño del circuito. MATLAB

El primer bloque de la Figura 11, corresponde al circuito generador de las señales de mando, *señal 1* y *señal 2*. Estas se dirigen al segundo bloque, concretamente a la *Rama A* y *Rama B* del circuito de potencia.

El propósito fundamental de este circuito de prediseño es la generación de dos señales cuadradas idénticas, cuyos valores cambiarán de valor alto a valor bajo cada vez que se detecte un cambio de signo en la tensión de red. Mediante esta sincronización se logra un control preciso, aunque no del todo eficiente del rectificador, lo que contribuye a mejorar en gran medida la cantidad de energía convertida.

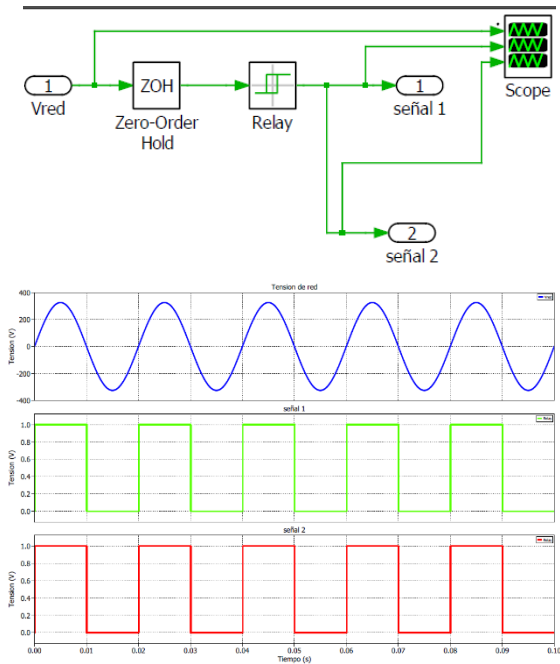


Figura 12. Prueba 1: Prediseño del circuito de señales (arriba) y señales 1 y 2 (abajo). PLECS

Se generan las señales cuadradas idénticas mostradas en la Figura 12, mediante la señal obtenida de la medida de la tensión de red  $V_{red}$ . La señal de red se muestrea y se retiene su valor mediante el bloqueador de orden cero, que después con el bloque *Relay* se compara dicha señal entre un intervalo de valores entre 5 V y -5 V para poder detectar cuando cambia de signo dicha señal.

Estas señales son las que activarán y desactivarán los transistores en función de los valores de tensión de red. Observándose que cuando la tensión de red es positiva, las señales están en valor alto (1) y cuando la tensión de red es negativa están en valor bajo (0).

A continuación, se muestra el bloque del circuito de potencia en la Figura 13, que consta de los siguientes componentes: una fuente de alimentación que simula la red eléctrica con las siguientes características: tensión AC de valor eficaz,  $V_{rms} = 230 \text{ V}$  (amplitud  $230\sqrt{2} \text{ V}$ ) y 50 Hz de frecuencia, con su impedancia de red,  $L_{red} = 0.1 \text{ mH}$ , cuatro transistores (Q1, Q2, Q3, Q4) y la carga  $load = 100 \Omega$ . Se utilizan además dispositivos para medir la corriente en puente rectificador ( $I$ ), para medir tensión de la red  $V_{red}$ , y la tensión en la carga  $V_0$ .

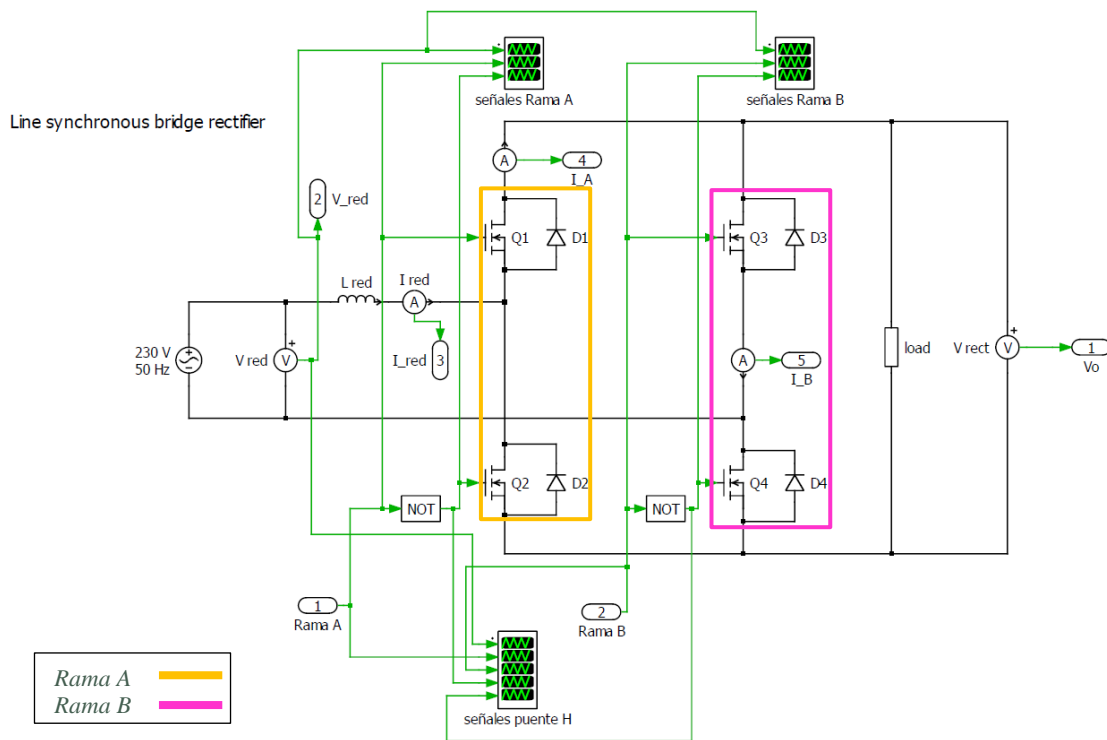


Figura 13. Prueba 1: Prediseño del circuito puente rectificador activo. PLECS

Como se muestra en la Figura 14, cuando la tensión de red es positiva, en la rama A ocurre que Q1 (ON) y Q2 (OFF) y cuando es negativa, Q1 (OFF) y Q2 (ON). Se consigue con una misma señal controlar dos transistores no conduciendo simultáneamente ninguno de ellos. Lo mismo ocurre cuando la tensión de red es positiva en la rama B, Q3 (OFF) y Q4 (ON) y cuando es negativa, Q3 (ON) y Q4 (OFF).

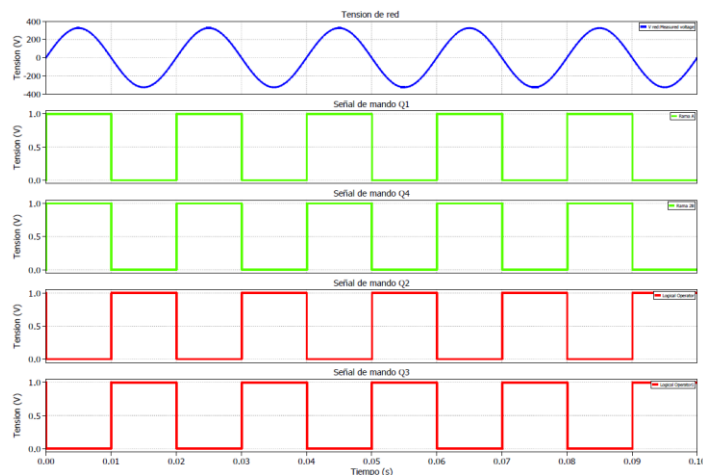


Figura 14. Prueba 1: Tensión de red (azul) y señales de mando en Q1, Q2, Q3 y Q4.

Se consigue que Q1 y Q4 estén en conducción para valores de red positivos mientras que Q2 y Q3 lo estén para valores negativos.

A continuación, en la Figura 15 la tensión de red de amplitud 325,3 V y la tensión rectificadora, de amplitud 306,7 V. Se observa que la rectificación se realiza, pero existe un desfase entre ambas, de 1,081 ms. Esto se debe a que los dispositivos no están bien sincronizados. Por ello más adelante se modifica la lógica empleada en la generación de señales en el circuito de señales de la Figura 12.

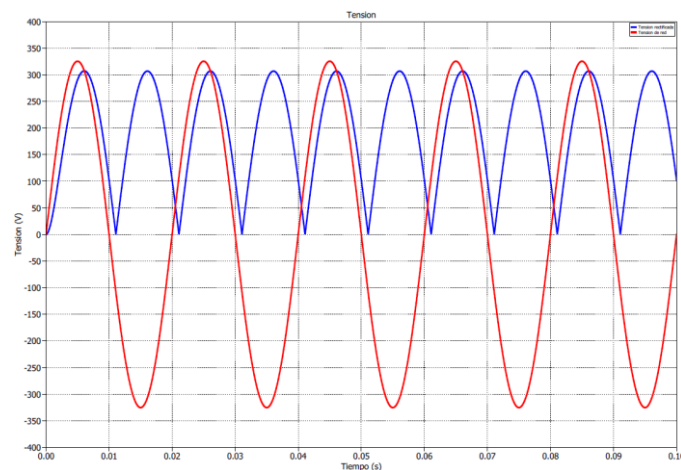


Figura 15. Prueba 1: Tensión de red (rojo) y tensión rectificadora (azul).

Y en la Figura 16 se muestra la corriente en la red y en los transistores de ambas ramas, donde se observa la aparición de picos en los pasos por cero. Esto ocurre porque en esos instantes se solapan los transitorios de conmutación de los dispositivos que conducen en ese semiciclo de la tensión de red. Este efecto indeseado se soluciona más adelante introduciendo un tiempo muerto entre las señales de activación de los transistores.

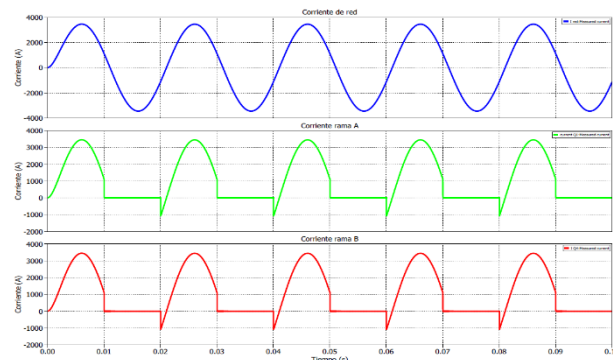


Figura 16. Prueba 1: Corriente de red (azul) y corriente rama A (verde) y rama B (rojo).

El siguiente paso ha sido generar las señales de mando en el microcontrolador. Para ello se utiliza el bloque denominado *Subsystem* (Figura 17) donde se introduce una señal sinusoidal que emula red eléctrica de 230 V y 50 Hz. Se pretende obtener a la salida las señales de mando que activen los drivers del circuito rectificador.

Primeramente, se programa mediante los bloques una señal de salida (*Digital Out*) que nos muestre el funcionamiento del microcontrolador mediante la repetición en bucle del encendido de un led.

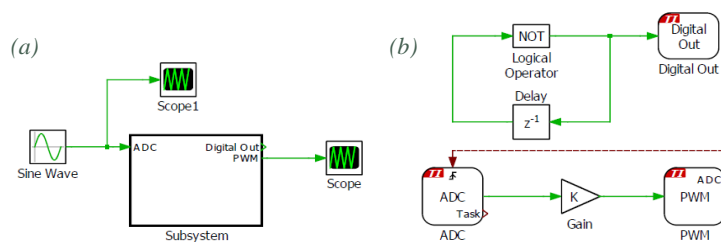


Figura 17. Prueba 1: Prediseño del bloque de señales (a) y subsystem (b).

Así también se captura la señal sinusoidal que simula la red y se digitaliza mediante el bloque ADC. Después se ajusta con una ganancia para obtener valores de tensión entre 0 y 1, obteniendo la señal generada PWM en el microcontrolador, mediante el bloque PWM.

## 4.2 PRUEBA 2: Modificaciones

Se procede a incluir el bloque de control (Figura 18), sustituto del circuito de señales previamente utilizado para generar las señales de mando. También se introduce la información de la señal de red al circuito de control mediante la tensión de red  $V_{red}$  ajustada con una ganancia de  $K = \frac{1,5}{\sqrt{2}}$ , para la entrada del ADC del microcontrolador.

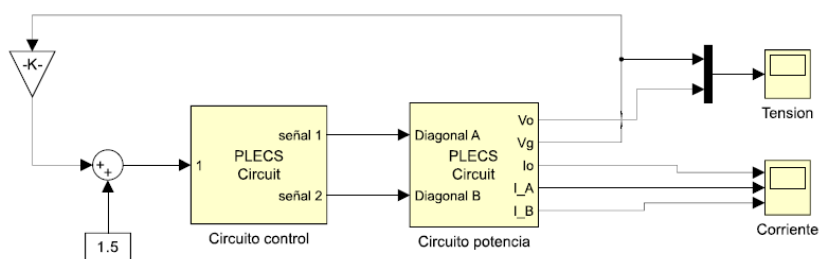


Figura 18. Prueba 2: Circuito modificado. MATLAB

Se busca que los transistores de las diagonales A y B de la Figura 19 estén sincronizados.

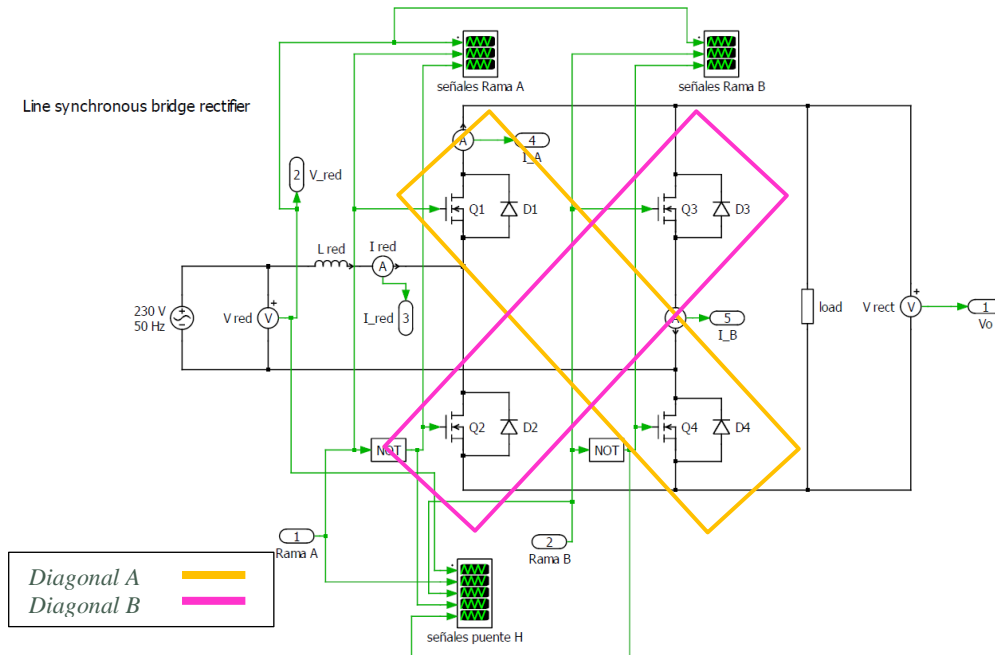


Figura 19. Prueba 2: Modificaciones en el circuito puente rectificador activo. PLECS

Por ello con el circuito de control (Figura 20), se generan las señales 1 y 2 dirigidas a la *Diagonal A* y *Diagonal B* del bloque de potencia (Figura 18). La primera señal 1 compara con valores mayores de 1,5 V, es decir, cuando la tensión de red supera el valor de 1,5 V los transistores Q1 y Q4, conducen. La señal 2 compara con valores menores de 1,5 V. Por tanto, cuando la tensión de red esté por debajo de dicho valor, la señal se activará y producirá la conducción de los transistores Q2 y Q3. Mientras que los otros transistores estarán en bloqueo.

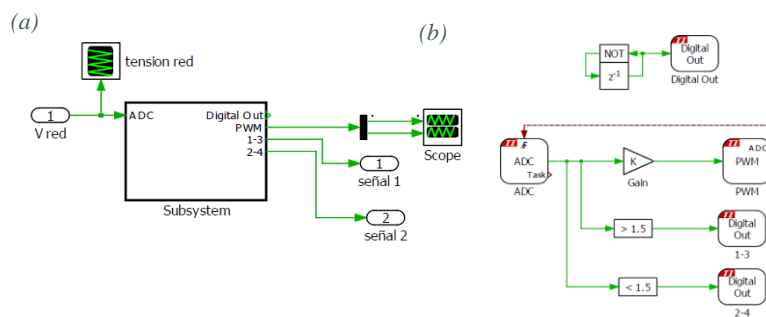


Figura 20. Prueba 2: Circuito modificado de señales (a) y subsystem (b). PLECS



Se ajusta también la señal que simula la red  $V_g$ , para la entrada al circuito de control. Concretamente para el ADC del microcontrolador entre 0 V y 3 V como se muestra en la Figura 21.

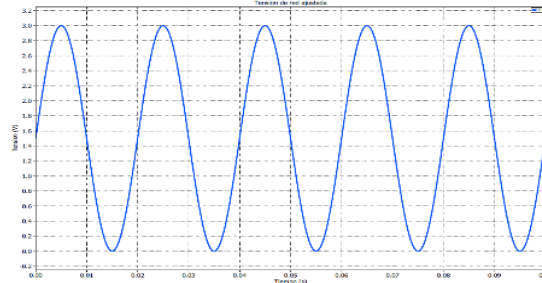


Figura 21. Prueba 2: Tensión de red ajustada al ADC.

### 4.3 DISEÑO FINAL

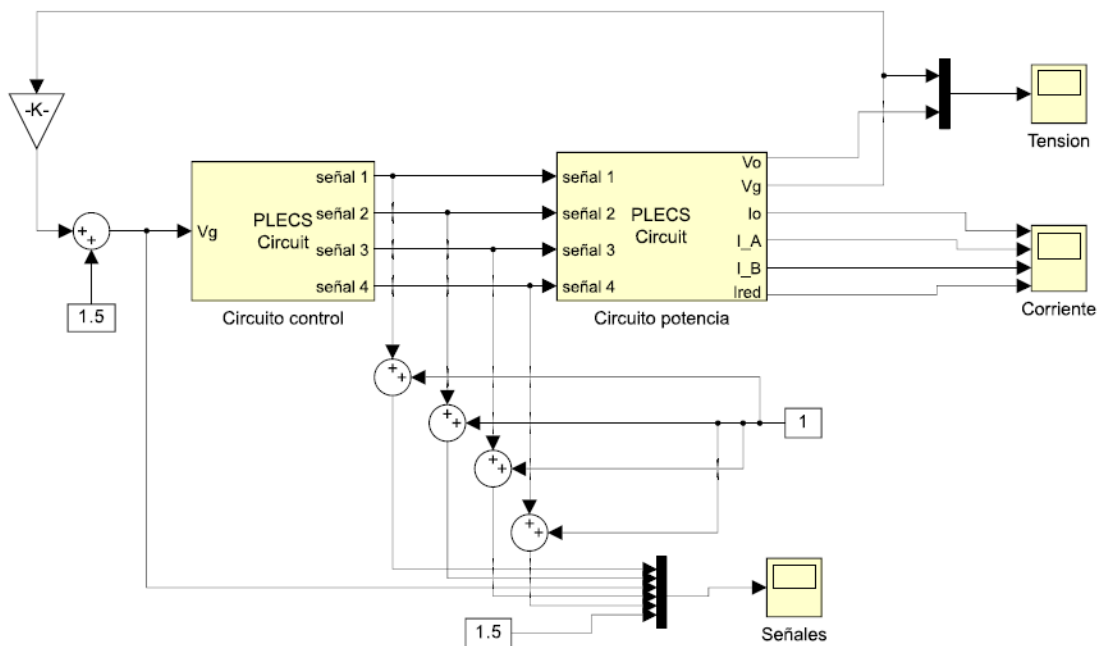


Figura 22. Diseño final: Circuito final. MATLAB

El diseño final del puente rectificador síncrono se muestra en las Figuras 22, 23 y 24. Consta de 4 MOSFETs ( $R_{ds(ON)} = 89\text{m}\Omega$ ), una  $L_{red} = 0.1\text{ mH}$  que representa la impedancia de la red, una fuente de tensión alterna que simula la red eléctrica y una resistencia de carga de valor  $100\ \Omega$ . Por último, dos medidores de tensión, para mostrar la tensión de la red ( $V_g$ ) y la tensión rectificadora ( $V_o$ ). Además de

cuatro medidores de corriente para mostrar la corriente de la red ( $I_{red}$ ), la corriente en la carga ( $I_o$ ) y la corriente que pasa por ambas ramas del puente ( $I_A$ ,  $I_B$ ).

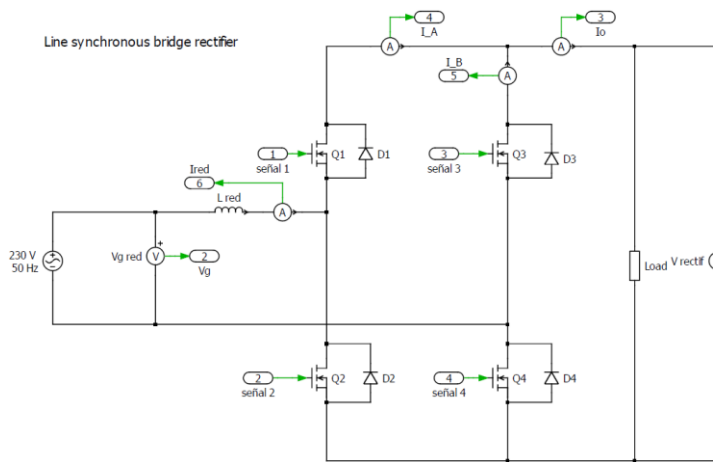


Figura 23. Diseño final: Circuito final del puente rectificador síncrono. PLECS

En el circuito de control (Figura 24), se generan las señales 1, 2, 3 y 4 dirigidas a Q1, Q2, Q3 y Q4 (Figura 23). Las señales 1 y 4 se comparan con valores mayores de 1,6 V, es decir, cuando la tensión de red

supera el valor de 1,6 V los transistores Q1 y Q4, conducen. Las señales 2 y 3 se comparan con valores menores de 1,4 V. Por tanto, cuando la tensión de red esté por debajo de dicho valor, la señal se activará y producirá la conducción de los transistores Q2 y Q3, dando lugar así a la tensión rectificada en la salida.

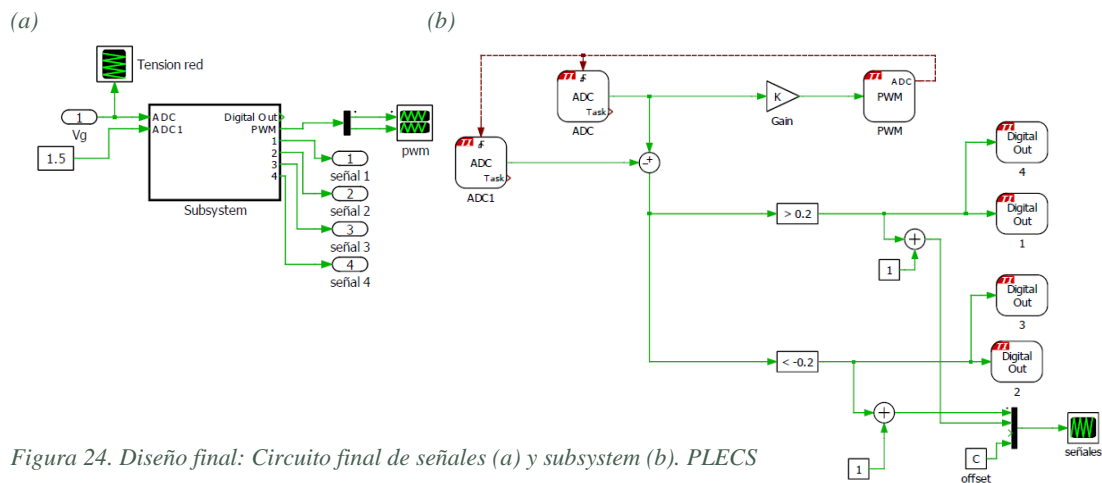


Figura 24. Diseño final: Circuito final de señales (a) y subsystem (b). PLECS

## 4.4 ANÁLISIS DE RESULTADOS DE SIMULACIÓN

Se presentan simulaciones realizadas del rectificador síncrono. Operando sobre una red monofásica de 230 V eficaces a 50 Hz y potencia de salida de 500 W. Los esquemas de control utilizados son los que se muestran en las Figuras 22, 23 y 24.

Se analiza la tensión y la corriente cuando se modifica el tiempo muerto entre ambas señales de control, mediante el encendido y apagado de los dispositivos de potencia antes y después de que la señal de red alcance el valor *offset* 1,5 V.

Los dispositivos entran en conducción un tiempo programado antes del paso por cero, es decir, antes de que se produzca el cambio de signo de la señal de red y lo mismo con la puesta en bloqueo de los mismos.

A continuación, se muestran para los diferentes valores de tensión establecidos como referencia la tensión rectificadora a la izquierda y las diferentes corrientes en la carga, en los MOSFET.

### Tensión y corriente

- Caso 1:  $> 1,5 V$  y  $< 1,5 V$

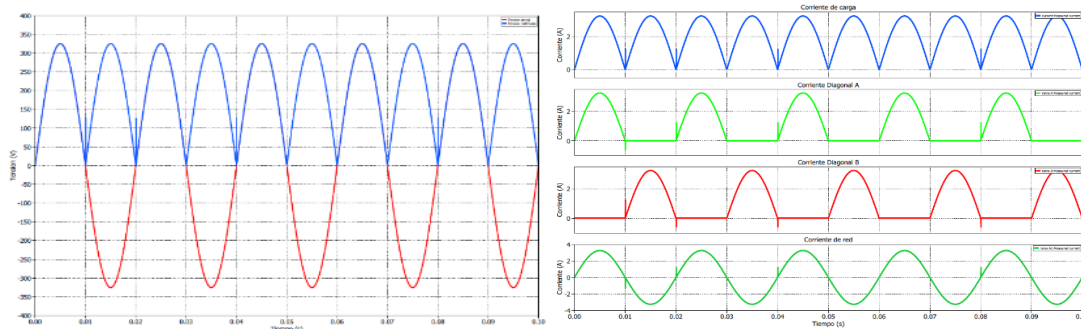


Figura 25. Caso 1: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).

Como se puede observar en la Figura 25, la tensión rectificadora presenta picos en los pasos por cero, que en este caso se toma como valor de referencia 1,5 V. Esto también ocurre en la corriente en la carga y en la corriente de las diagonales A y B.

Considerando los resultados obtenidos, se decide ajustar el encendido de los dispositivos mediante un intervalo de tiempo entre ambas señales. Esto tiene como objetivo prevenir la aparición de los picos observados anteriormente.

- Caso 2:  $> 1,6 V$  y  $< 1,5 V$

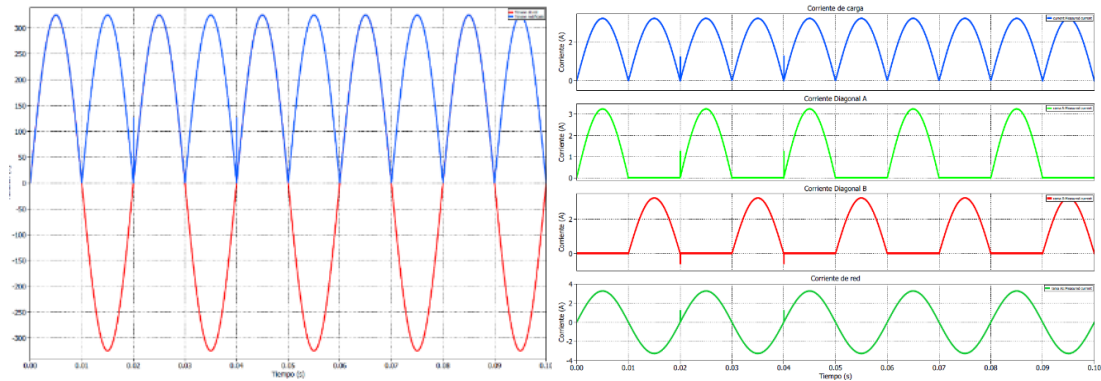


Figura 26. Caso 2: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).

Con relación a la *Diagonal A* (Q1, Q4), se ajusta el valor para retrasar ligeramente el encendido de los transistores con respecto al cruce por cero del Caso 1. Este ajuste se realiza seleccionando un valor de 1,6 V, mientras que el encendido de los dispositivos de la *Diagonal B* (Q2, Q3) se mantiene sin cambios. Los resultados de esta modificación se muestran en la Figura 26, donde se puede apreciar una ligera mejora en la aparición de los picos.

- Caso 3:  $> 1,6 V$  y  $< 1,4 V$

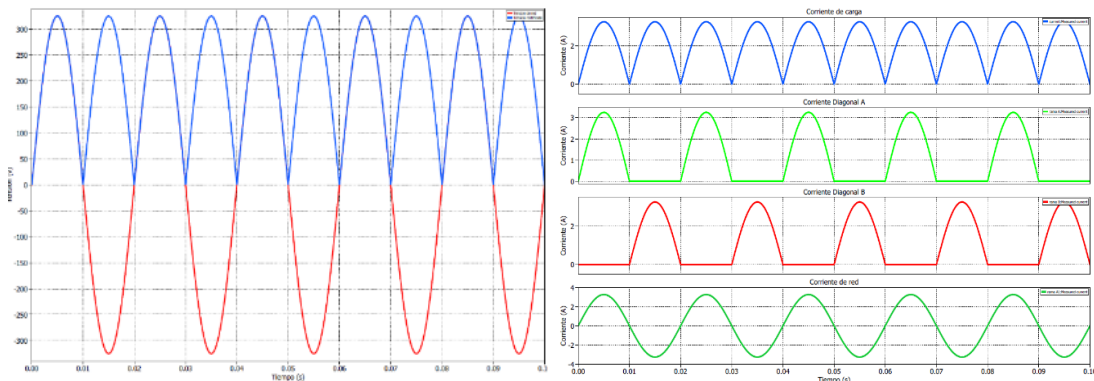


Figura 27. Caso 3: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).

Se repite el proceso con los dispositivos de la *Diagonal B* (Q2, Q3), buscando adelantar su puesta en conducción antes de que la tensión alcance 1,5 V. Para lograr esto, se elige un valor de 1,4 V como punto de referencia. La Figura 27 ilustra los resultados de esta optimización, evidenciando la ausencia de picos tanto en la forma de onda de corriente.

- Caso 4:  $> 1,6 V$  y  $< 1,3 V$

Modificando el valor de referencia a  $1,3 V$  tampoco se observan picos en la Figura 28, lo único que el tiempo muerto generado entre ambas señales es mayor que para el Caso 2, como podrá observarse más adelante.

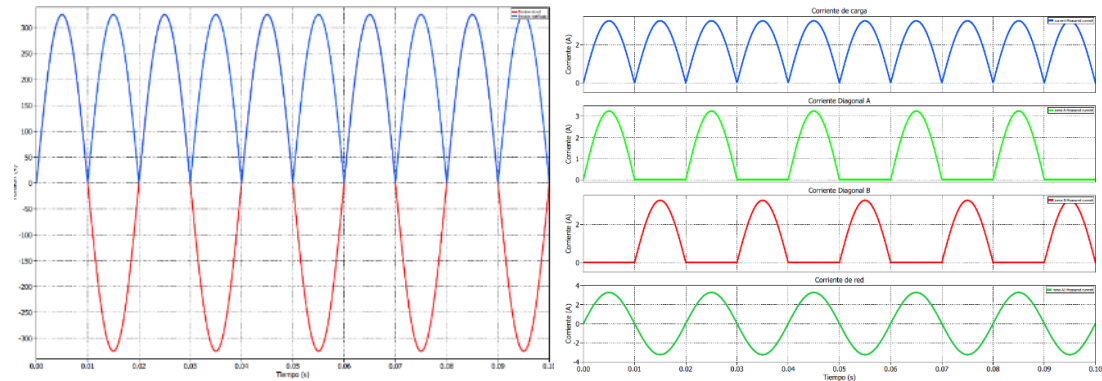


Figura 28. Caso 4: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).

- Caso 5:  $> 1,7 V$  y  $< 1,5 V$

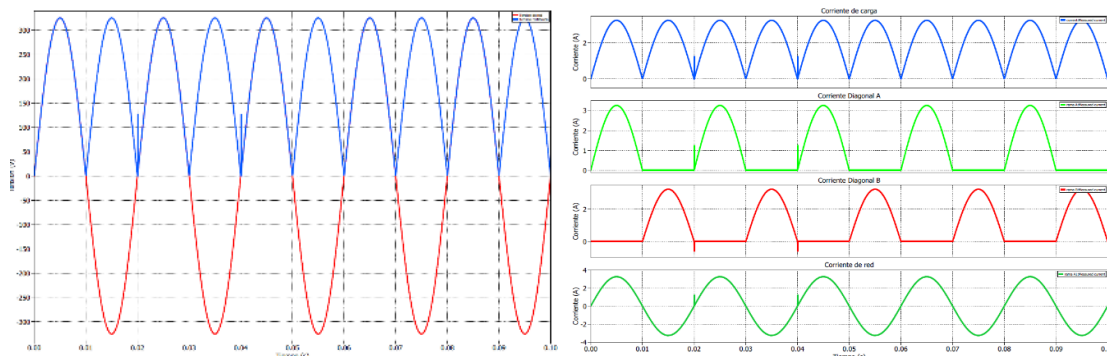


Figura 29. Caso 5: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).

Si en lugar de activar los dispositivos en la *Diagonal A* (Q1, Q4) cuando la tensión alcanza  $1,6V$ , se realiza esta acción al llegar a  $1,7 V$  se produciría una situación similar a la observada en al Caso 2, apareciendo picos en las señales de tensión y corriente mostrados en la Figura 29.

- Caso 6:  $> 1,7 V$  y  $< 1,4 V$

Al realizar cambios en los valores de ambas diagonales, se muestra en las Figuras 30 y 31, dos nuevas combinaciones de valores de tensión que logra eliminar por completo la aparición de picos.

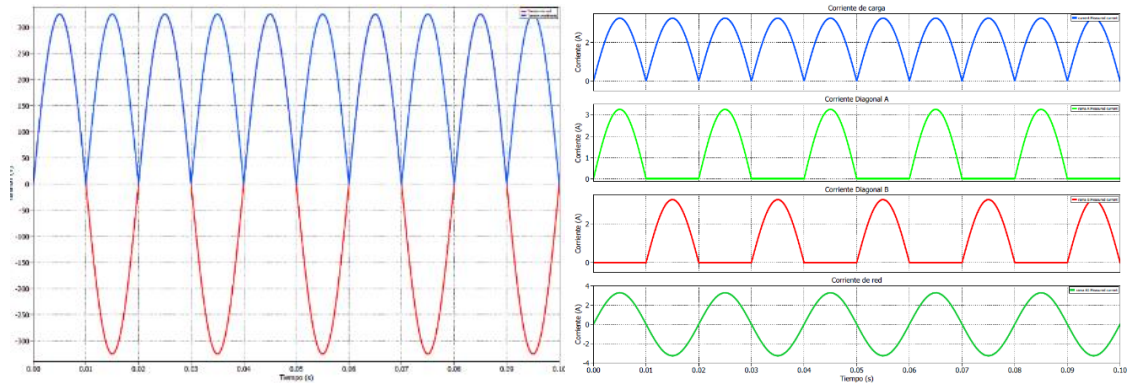


Figura 30. Caso 6: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).

- Caso 7:  $> 1,7 V$  y  $< 1,3 V$

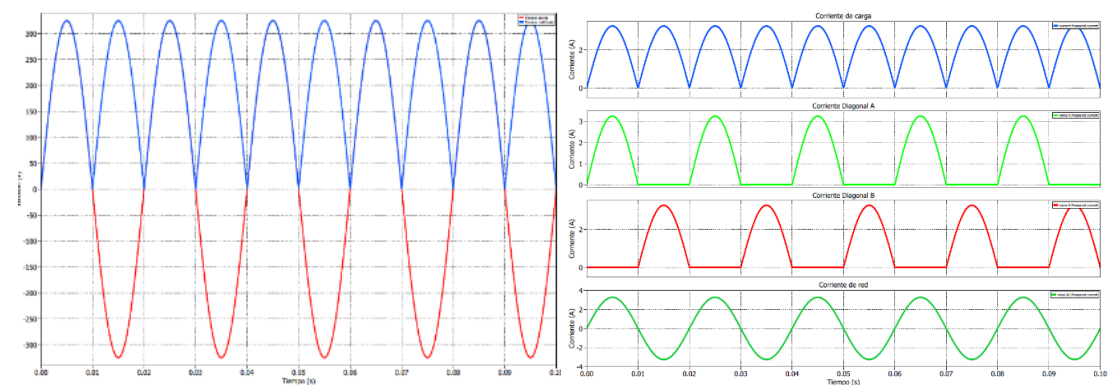


Figura 31. Caso 7: señales de tensión (izquierda) y señales de corriente (derecha).

## Señales de mando

En esta sección se presenta una comparativa de las señales de mando utilizadas en los casos anteriores. En el análisis, se observa el tiempo muerto entre estas señales para reducir e incluso eliminar los picos generados en la corriente. El estudio de estas señales de mando es esencial para asegurar una operación eficiente y controlada del circuito, y constituye un paso fundamental para el proyecto.

- Caso 1:  $> 1,5 V$  y  $< 1,5 V$

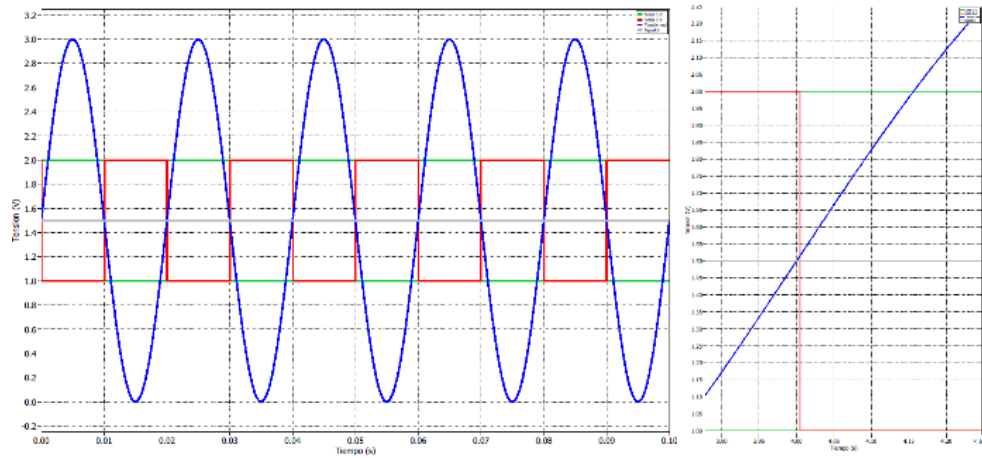


Figura 32. Caso 1: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).

Como se observa en la Figura 32 y en la Tabla 2, no se incluye un tiempo muerto entre ambas señales. Lo que produce la aparición de picos en la corriente como se ha mencionado anteriormente.

- Caso 2:  $> 1,6 V$  y  $< 1,5 V$

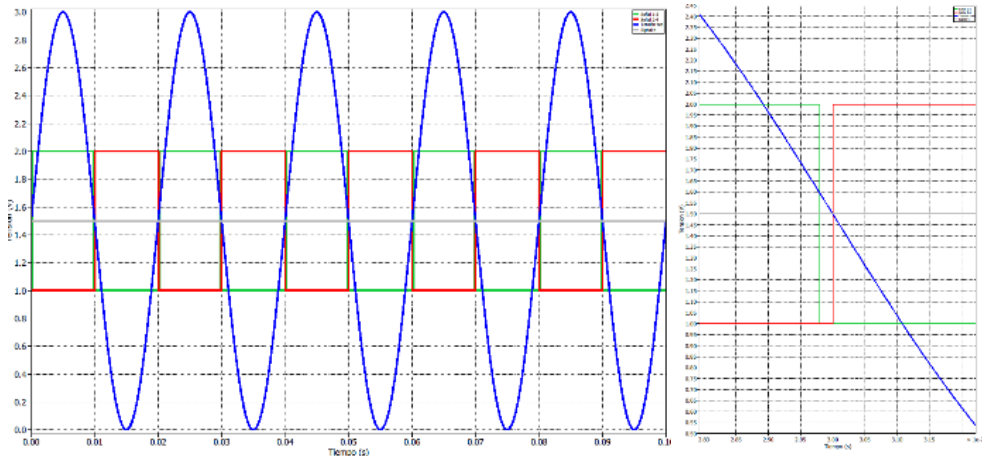


Figura 33. Caso 2: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).

Como se observa en la Figura 33 y en la Tabla 2, se produce un tiempo muerto entre ambas señales de  $200,6 \mu s$ . Aun así, este no es suficiente para evitar la aparición de picos en la corriente que, aunque en menor medida que en el Caso 1 siguen apareciendo.



- Caso 3:  $> 1,6 V$  y  $< 1,4 V$

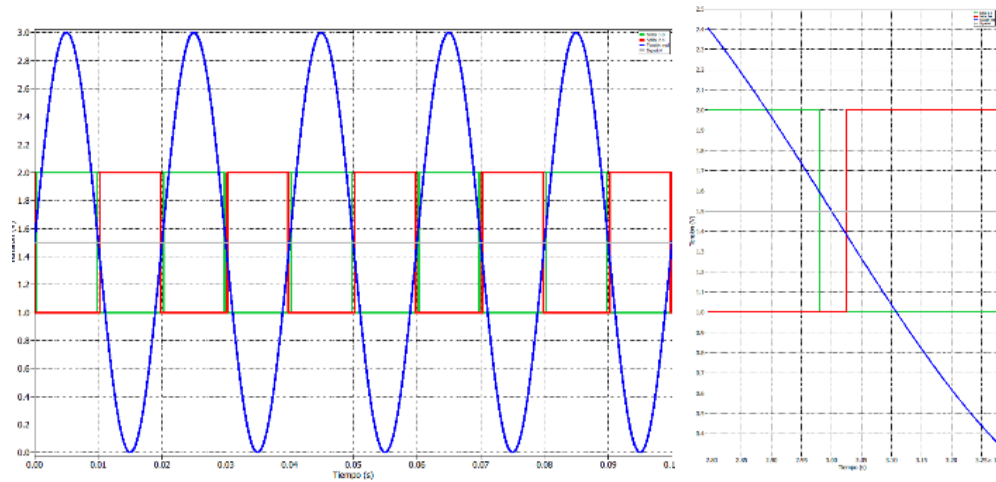


Figura 34. Caso 3: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).

Como se observa en la Figura 34 y en la Tabla 2, se produce un tiempo muerto entre ambas señales de 448,8  $\mu s$ . Ya no se produce la aparición de picos en la corriente. Se trata del caso con el menor tiempo muerto entre señales que evita este fenómeno.

- Caso 4:  $> 1,6 V$  y  $< 1,3 V$

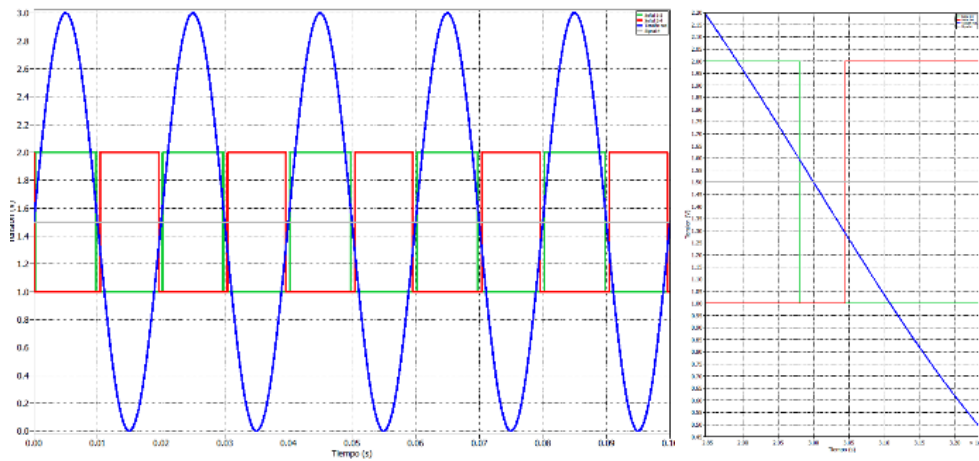


Figura 35. Caso 4: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).

Como se observa en la Figura 35 y en la Tabla 2, se produce un tiempo muerto entre ambas señales de 649,8  $\mu s$ . En este Caso 4, tampoco se producen picos en la corriente. Pero el tiempo muerto ha aumentado con respecto al caso anterior.



- Caso 5:  $> 1,7 V$  y  $< 1,5 V$

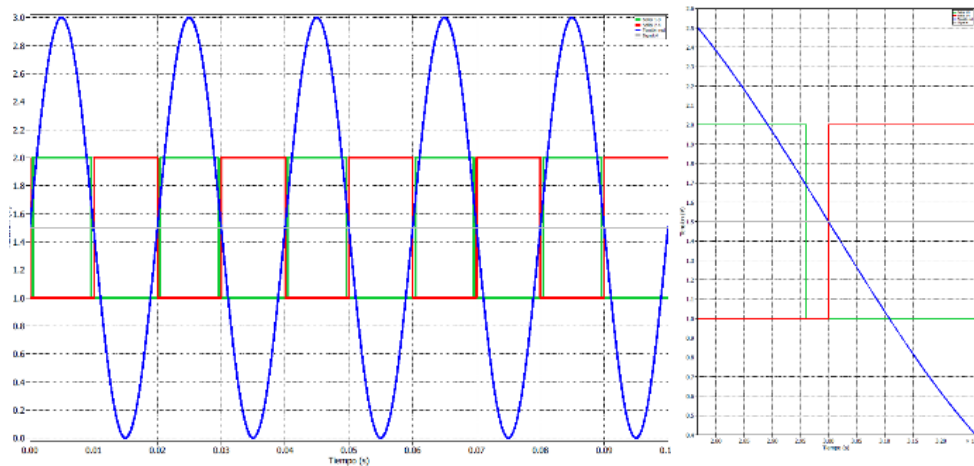


Figura 36. Caso 5: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).

Como se observa en la Figura 36 y en la Tabla 2, se produce un tiempo muerto entre ambas señales de  $440,39 \mu s$ . Aun así, este no es suficiente para no producir la aparición de picos en la corriente.

- Caso 6:  $> 1,7 V$  y  $< 1,4 V$

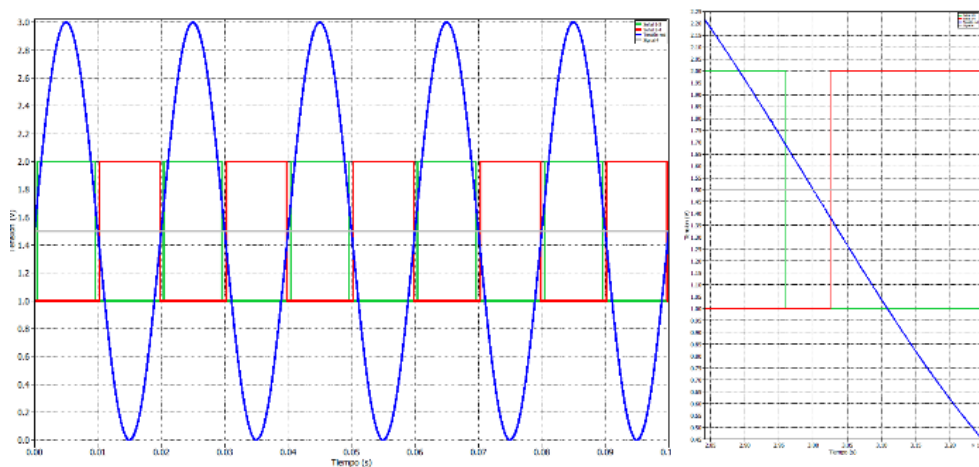


Figura 37. Caso 6: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).

Como se observa en la Figura 37 y en la Tabla 2, se produce un tiempo muerto entre ambas señales de  $654,4 \mu s$ . Ya no se produce la aparición de picos en la corriente.

- Caso 7:  $> 1,7 V$  y  $< 1,3 V$

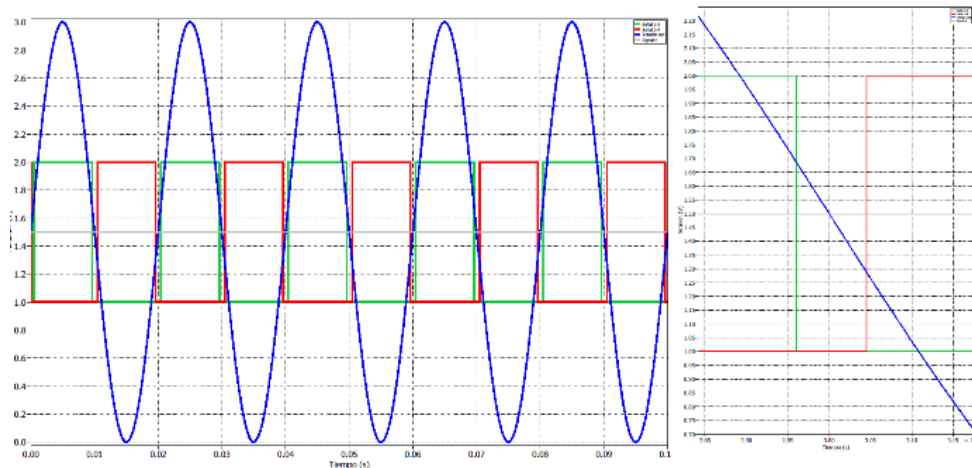


Figura 38. Caso 7: señales de mando de las diagonales A y B (verde - rojo).

Como se observa en la Figura 38 y en la Tabla 2, se produce un tiempo muerto entre ambas señales de 848,6  $\mu s$  Tampoco se produce la aparición de picos en la corriente. Se trata del caso con el mayor tiempo muerto entre señales que evita este fenómeno.

Caso	Valores [V]	Tiempo muerto [ $\mu s$ ]	Señal tensión ADC [V]		Tensión Rectificada [V]		Tensión de red [V]	
			Min	Máx	Min	Máx	Min	Máx
1	1,5-1,5	0,0	0,0	3	0,0	325,6	-325,3	325,3
2	1,6-1,5	200,6	0,0	3	0,0	325,3	-325,3	325,3
3	1,6-1,4	448,8	0,0	3	0,0	325,6	-325,3	325,3
4	1,6-1,3	649,8	0,0	3	0,0	325,6	-325,3	325,3
5	1,7-1,5	440,4	0,0	3	0,0	325,6	-325,3	325,3
6	1,7-1,4	654,4	0,0	3	0,0	325,6	-325,3	325,3
7	1,7-1,3	848,6	0,0	3	0,0	325,6	-325,3	325,3

Tabla 3. Valores de tiempo muerto y de tensión de red y rectificada

Los casos para los cuales los picos de corriente se eliminan son los siguientes: 3, 4, 6 y 7. Obteniéndose diferentes tiempos muertos entre las señales de control, mostrados en las Tabla 2.

El máximo tiempo muerto entre señales se da para el Caso 7 y el mínimo tiempo muerto se da para el Caso 3, que es el que se utiliza para el resto del proyecto. En la Tabla 3, se muestran los valores de corriente en la red y en ambas ramas.

Caso	Valores [V]	Corriente de red [A]		Corriente Rama A [A]		Corriente Rama B [A]	
		Min	Máx	Min	Máx	Min	Máx
1	1,5-1,5	0,0	3,256	-0,001	3,256	-0.635	3,256
2	1,6-1,5	0,0	3,256	0,0	3,256	-0,635	3,256
3	1,6-1,4	0,0	3,256	0,0	3,256	0,0	3,255
4	1,6-1,3	0,0	3,256	0,0	3,256	0,0	3,256
5	1,7-1,5	0,0	3,256	0,0	3,256	0,0	3,256
6	1,7-1,4	0,0	3,256	0,0	3,256	0,0	3,256
7	1,7-1,3	0,0	3,256	0,0	3,256	0,0	3,255

Tabla 4. Valores de corriente

## 4.5 PLL DISEÑO

Otra solución para identificar los tiempos de conducción de los dispositivos y ajustar los tiempos muertos con mayor inmunidad a las perturbaciones en la red es la inclusión de un sincronizador (Phase Locked Loop) PLL<sup>3</sup> para saber en todo momento en qué ángulo de la tensión de red se está.

Por tanto, el PLL proporciona una información equivalente a la que se obtiene midiendo la tensión de red, pero mejorada en caso de que tenga ruido de amplitud o frecuencia.

La utilización de un PLL no evita la necesidad de incluir de tiempos muertos entre las señales de mando, para evitar la situación de *cross conduction*, que se produce cuando dos transistores de una misma rama conducen al mismo tiempo, dando lugar a un cortocircuito que incrementa las pérdidas y puede dañar los transistores, pero el PLL permite establecer los tiempos muertos con mayor precisión y su reducción, que mejora el rendimiento.

<sup>3</sup> PLL: Phase-locked loop: Lazo seguimiento de fase digital.

La estructura básica del PLL se muestra en el diagrama de bloques. Consiste en tres bloques fundamentales [11]:

- Phase detector (PD)
- Loop filter (LF)
- Voltage-controlled oscillator (VCO)

La entrada del PLL es el valor digital de la tensión de red y la salida es la fase, que se compara con  $0$ ,  $\pi$  y  $2\pi$ . Como salida del PLL se deberían obtener dos señales complementarias con cierto tiempo muerto. Estas señales, como con la anterior solución irían del microcontrolador a la entrada de los drivers de los transistores del puente.

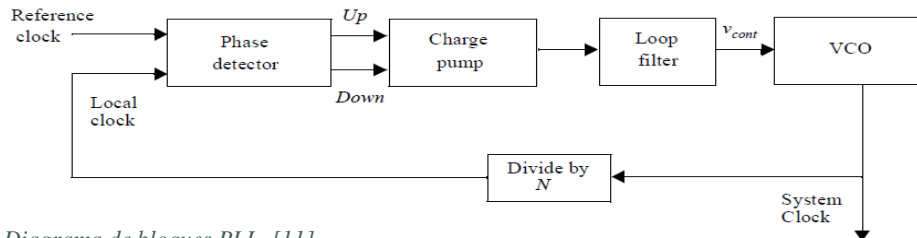


Diagrama de bloques PLL. [11]

## 5 PARTE EXPERIMENTAL EN LABORATORIO

El objetivo de la simulación previa es realizar el diseño e implementación de los siguientes bloques del diagrama en el laboratorio.



Para comprobar experimentalmente las ventajas asociadas a este rectificador y comentadas anteriormente se construye un puente completo de transistores con una carga resistiva a la salida.

## 5.1 DISEÑO DEL PROTOTIPO

El diseño del rectificador se realiza a partir de las siguientes especificaciones.

- Tensión de entrada de red AC:  $V_{RMS} = 230$  V y 50 Hz.
- Potencia inicial objetivo: 500 W
- Tensión de salida: 12 V
- Factor de potencia PF = 1
- Distorsión de corriente de línea THDi 3%

Y se divide en varias etapas:

- I. Primera etapa de sensado donde se realiza la adquisición de la información de la red. Capturando la tensión de red y obteniendo una señal que será utilizada como entrada en el microcontrolador.
- II. Segunda etapa donde se implementa el microcontrolador *LAUNCHXL-F28379D* que genera las señales de mando de los transistores.
- III. Por último, la tercera etapa de potencia que consta del puente rectificador de transistores MOSFET de Si.

### Etapa de sensado

El objetivo de esta etapa es adquirir una señal digitalizada de la tensión de la red eléctrica, adaptada a las características necesarias y que sirva como entrada al ADC del microcontrolador.

Se quiere obtener una señal cuyo valor de tensión esté entre 0 V y 3,3 V aproximadamente con un valor de referencia de 1,5 V.

#### - Elección de dispositivos

A continuación, se muestra la elección de los componentes empleados en el circuito de sensado. Siguiendo como referencia el esquema de *Transphorm*. [12]

### 1. Circuito seguidor de corriente

Todos los dispositivos enumerados en este apartado pertenecen al plano adjunto en el documento. [Anexo A: 1.1]

## a. AMPLIFICADORES

### INA826AIDGK



Este dispositivo es un amplificador que incrementa la amplitud de la señal de entrada en su salida. El circuito referido es un seguidor de corriente.

*Figura 39. IC2*

Circuitos adicionales protegen sus entradas contra sobretensiones, limitando las corrientes de entrada.

Las características principales de este componente son:

- Tensión máx. de entrada: 36 V
- Tensión mín. de entrada: 2,7 V
- Corriente de suministro: 200  $\mu$ A
- Corriente de salida: 16 mA
- Corriente de polarización de entrada: 65 nA
- Ganancia V/V: 1 V/V a 1000 V/V
- Temperatura operativa entre -40 a 125  $^{\circ}$ C
- Peso unitario: 26,5 mg

### OPA188AIDBVR



Este dispositivo es un amplificador operacional de precisión que proporciona una tensión de desviación reducida.

*Figura 40. IC5*

Las características principales de este componente son:

- GBP: 2MHz
- VS: 800 mV/ $\mu$ s
- Corriente de salida por canal: 16 mA
- Corriente de polarización de entrada: 160 pA
- Tensión máx. de suministro: 36 V
- Tensión mín. de suministro: 4 V
- Corriente de suministro operativa: 450  $\mu$ A

- Temperatura operativa entre -40 a 125 °C
- Peso unitario: 34 mg

## b. CONDENSADORES

### 06035A101FAT2A



Condensador de cerámica multicapa empleado como filtro a la entrada (pin 1) del amplificador.

*Figura 41. C4*

Las características principales de este componente son:

- Capacidad de valor 100 pF
- Tensión máx. DC: 50 V
- Dieléctrico C0G (NP0)
- Tolerancia del 1%
- Dimensiones: 1.6 x 0.81 mm
- Peso unitario: 6.3 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

### CC0603KRX7R8BB104



Condensador de cerámica multicapa empleado como filtro a la entrada de los amplificadores.

*Figura 42. C6, C7, C11, C14*

Las características principales de este componente son:

- Capacidad de valor: 0,1 uF
- Tensión máx. DC: 25 V
- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 1.6 x 0,8 mm
- Peso unitario: 6,3 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

### **CC0805KRX7R9BB221**



Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

*Figura 43. C9, C12*

- Capacidad de valor: 220 pF
- Tensión máx. DC: 50 V
- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 2 x 1,25 mm
- Peso unitario: 6,4 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

### **c. RESISTENCIAS**

#### **ERJ-6ENF2001V**



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

*Figura 44. R1*

- Resistencia de valor: 2 k $\Omega$
- Tensión máxima: 150 V
- Tolerancia del 1%
- Dimensiones: 2 x 1.2 x 0,6 mm
- Peso unitario: 5,5 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

#### **RC0805FR0715KL**



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

*Figura 45. R2*

- Resistencia de valor: 7,5 k $\Omega$
- Tensión máxima: 150 V
- Tolerancia del 1%



- Dimensiones: 2 x 1,25 x 0.5 mm
- Peso unitario: 5,5 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

### **RC0805FR-0715KL**



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

*Figura 46. R5, R8*

- Resistencia de valor: 15 k $\Omega$
- Tensión máxima: 150 V
- Tolerancia del 1%
- Dimensiones: 2 x 1,25 x 0.5 mm
- Peso unitario: 5,5 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

## **2. Circuito seguidor de tensión**

Todos los dispositivos mencionados en este apartado pertenecen al plano adjunto en el documento. [Anexo A: 1.2]

Un circuito de este estilo, también se conoce como *buffer* de tensión o amplificador seguidor. Es un circuito que proporciona la misma tensión de entrada en su salida sin amplificarla ni atenuarla. Se construye con un amplificador operacional seguidor de tensión. La señal se introduce por la entrada no inversora (+IN A). Y debido a la realimentación de la entrada inversora con la señal de salida (OUT A), se obtiene la señal de entrada con ganancia de 1. [13]

## a. AMPLIFICADOR

### OPA2188AIDR

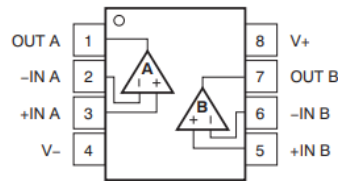


Figura 47. IC9

Este dispositivo es un amplificador operacional de alta precisión que ofrece baja tensión de *offset*. El circuito es un seguidor de tensión.

Las características principales de este componente son:

- Amplio intervalo de alimentación:  $\pm 2$  V a  $\pm 18$  V
- Producto para ganancia, GBP: 2 MHz
- Velocidad de sesgo, VS: 800 mV/us
- Corriente de salida por canal: 18 mA
- Corriente de polarización de entrada,  $I_b$ : 160 pA
- Tensión de compensación de la entrada,  $V_{os}$ : 6  $\mu$ V
- Tensión máx. de suministro: 36 V
- Tensión mín. de suministro: 4 V
- Corriente de suministro operativa: 415  $\mu$ A
- Temperatura operativa entre -40 a 105 °C
- Peso unitario: 76 mg

## b. CONDENSADORES

### CC0805KRX7R9BB102



Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

Figura 48. C1

- Capacidad de valor: 1000 pF
- Tensión máxima: 50 V
- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%

- Dimensiones: 2 x 1,25 mm
- Peso unitario: 6,4 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

### **CC0603KRX7R8BB104**



Condensador de cerámica multicapa empleado como filtro a la entrada de los amplificadores.

*Figura 49. C5, C8*

Las características principales de este componente son:

- Capacidad de valor: 0,1 uF
- Tensión máxima: 25 V
- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 1.6 x 0,8 mm
- Peso unitario: 6,3 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

## **c. RESISTENCIAS**

### **KTR25JZPF2204**



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

*Figura 50.  
R3,R4,R9, R12,  
R14*

- Resistencia de valor: 2,2 MΩ
- Tensión máxima: 600 V
- Tolerancia del 1%
- Dimensiones: 3,2 x 2.5 x 0,55 mm
- Peso unitario: 16 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

### **12FR005E**



Resistores de detección de corriente cuyas características principales son:

*Figura 51. R6*

- Resistencia de valor: 5 m $\Omega$
- Tensión máxima: 100 mV
- Tolerancia del 1%
- Diámetro: 2,4 mm
- Longitud: 10,6 mm
- Peso unitario: 568 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 275 °C

### **RC0805FR0715KL**



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

*Figura 52. R10*

- Resistencia de valor: 15 k $\Omega$
- Tensión máxima: 150 V
- Tolerancia del 1%
- Dimensiones: 2 x 1,25 x 0.5 mm
- Peso unitario: 5,5 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

### **ESR03EZPJ103**



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

*Figura 53. R7*

- Resistencia de valor: 10 k $\Omega$
- Tensión máxima: 600 V
- Tolerancia del 5%

- Dimensiones: 1.6 x 0,8 x 0.45 mm
- Peso unitario: 2 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

#### d. OTROS [Anexo A: 1.9]

##### **571-282834-2**



Este bloque de terminales fijos se utiliza para crear varios puntos de medición en la PCB. Se emplean 2 conectores de este tipo.

*Figura 54. J2, J4*

Las características principales de este componente son:

- Número de posiciones: 2
- Valor de corriente: 10 A
- Tensión máxima: 150 V
- Paso de 2,54 mm
- Peso unitario: 680 mg
- Método de conexión: conexión por tornillo

##### **571-872247**



Este bloque de terminales se subdivide en 4 conectores de este tipo. Las características principales de este componente son:

*Figura 55. J5, J6, J7, J8*

- Número de posiciones: 7
- Número de pines: 2 por posición
- Número de filas: 1
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C
- Paso de 2,54 mm
- Peso unitario: 454 mg

### **571-9-146257-0**



*Figura 56. J1 a J8*

Este bloque de terminales se subdivide en 4 conectores, de 20 pines cada uno. Se utilizan para conectar el microcontrolador a la PCB de sensado. Las características principales de este

componente son:

- Número de posiciones: 80
- Número de pines: 2 por posición
- Número de filas: 1
- Temperatura operativa entre -65 a 105 °C
- Valor de corriente: 3 A
- Paso de 2,54 mm
- Peso unitario: 4,309 g

### **523-G17C0910132EU**

Conector estándar D-sub de 9 posiciones, agujero pasante y ángulo recto. Tipo de conector macho. Este permite la conexión de ambas placas PCB, facilitando una conexión segura y confiable entre ellas.



*Figura 57. J1*

## **3. Circuito comparador lineal**

Todos los dispositivos enumerados en este apartado pertenecen al plano adjunto en el documento. [Anexo A: 1.3]

Su funcionamiento es el siguiente: en primer lugar, se alimenta el amplificador operacional con dos tensiones +3,3 V y +1,5 V. Se conecta el terminal (-IN\_B) del amplificador a +1.5 V que sirve como referencia. Y la entrada del terminal (+IN\_B) se conecta la fuente de tensión variable en el tiempo,  $V_{ac}$ , que es una tensión sinusoidal.

A la salida del amplificador operacional se tienen dos niveles de tensión que son en este caso 3,3 V o 0 V (tierra). A su vez, la salida del amplificador (OUT\_B), se conecta a través de una resistencia de 7,5 k $\Omega$  a la entrada (A) del inversor *Schmitt-Trigger*.

Este dispositivo utiliza la histéresis para prevenir el ruido que podría afectar a la señal original y que causaría falsos cambios de estado debido a que los niveles de referencia y de entrada son parecidos (3,3 V y 1,5 V). La salida (Y) del inversor proporciona la señal *plrty* que se conecta al pin 68 del microcontrolador.

Se emplean condensadores y resistencias para filtrar y proteger las entradas y salidas de los dispositivos.

## a. AMPLIFICADOR

### LT1720CS8#PBF



Figura 58. IC12

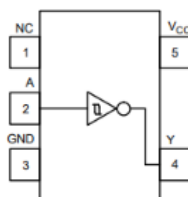
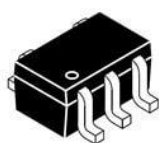
Este componente es un comparador analógico, que se encarga de comparar dos señales de entrada y producir una salida que representa la relación entre ellas.

Las características principales de este componente son:

- Tiempo de respuesta: 4,5 ns
- Tensión máx. de suministro: 6 V
- Tensión mín. de suministro: 2,7 V
- Corriente de suministro operativa: 4 mA
- Corriente de salida por canal: 20 mA
- Tensión de compensación de la entrada (Vos): 1 mV
- Corriente de polarización de entrada (Ib): 6  $\mu$ A
- Temperatura operativa entre 0 a 70 °C
- Peso unitario: 159 mg

## b. INVERSOR: *Schmitt-Trigger*

### M74VHC1GT14DFT1G-L22038



Este componente es un *Schmitt-Trigger*.

Figura 59. IC10

Fue inventado por el científico Otto H. Schmitt en el año 1934. Este dispositivo cambia a diferentes voltajes dependiendo de si se está moviendo de bajo a alto o alto a bajo, empleando lo que se denomina histéresis. Si no se utilizará histéresis ocurriría que, al elevarse lentamente la señal de entrada, el ruido en la forma de onda causaría múltiples interruptores de estado a la salida del comparador. [14]

Es por ello por lo que para su implementación se utiliza con un comparador (IC12) para proporcionar inmunidad al ruido y reducir la posibilidad de múltiples conmutaciones causadas por el ruido en la entrada.

Las características principales de este componente son:

- Tensión máx. suministro: 5,5 V
- Tensión mín. suministro: 2 V
- Corriente de salida de alto nivel: -20 mA
- Corriente de salida de bajo nivel: 20 mA
- Tiempo de retraso de propagación: 8,5 ns
- Temperatura operativa entre: -55 a 125 °C

Los beneficios de este componente son los siguientes:

- Mejorar la estabilidad
- Mejorar la robustez
- Mejorar la respuesta de conmutación



## c. CONDENSADORES

### CC0805KRX7R9BB102



Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

*Figura 60. C20*

- Capacidad de valor: 1000 pF
- Tensión máxima: 50 V
- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 2 x 1,25 mm
- Peso unitario: 6,4 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

### CC0603KRX7R8BB104



Condensador de cerámica multicapa empleado como filtro a la entrada de los amplificadores.

*Figura 61. C22*

Las características principales de este componente son:

- Capacidad de valor: 0,1 uF
- Tensión máxima: 25 V
- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 1,6 x 0,8 mm
- Peso unitario: 6,3 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

## d. RESISTENCIAS

### RC0805FR0715KL



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

Figura 62. R16

- Resistencia de valor: 15 k $\Omega$
- Tensión máxima: 150 V
- Tolerancia del 1%
- Dimensiones: 2 x 1.25 x 0,5 mm
- Peso unitario: 5,5 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

### CRM2010QJW-101ELF



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

Figura 63. R17

- Resistencia de valor: 100 $\Omega$
- Tensión máxima: 200 V
- Tolerancia del 5%
- Dimensiones: 5 x 2,5 x 0.6 mm
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

## 4. Circuito de alimentación 12 V a 5 V

Todos los dispositivos enumerados en este apartado pertenecen al plano adjunto en el documento. [Anexo A: 1.4]

Se trata de una fuente de alimentación diseñada para alimentar varios circuitos integrados en la PCB. El convertidor PS1 se encarga de disminuir la tensión de entrada proveniente de la red, de valor 12 V, y transformarla en una tensión de salida de 5 V.

## a. CONVERTIDOR

### VX7805-500



Figura 64. PS1

Este componente es un convertidor CC/CC no aislado, que se encarga de reducir la tensión de entrada de 12 V a 5 V. Consta en su circuito de cuatro condensadores conectados en la entrada y en la salida para filtrar.

Las características principales de este componente son:

- Potencia de salida: 2,5 W
- Mínima tensión de entrada: 6.5 V
- Máxima tensión de salida: 36 V
- Tensión de salida: 5 V
- Corriente de salida: 500 mA
- Temperatura operativa entre -40 a 85 °C
- Dimensiones: 11,6 x 7,55 x 10,16 mm
- Peso unitario: 1,8 g

Los beneficios de estas características hacen que el dispositivo sea:

- De alta eficiencia, hasta 95%
- Ofrezca protección contra cortocircuitos
- Cumpla con normativa EN/BS EN 65368-1

## b. CONDENSADORES

### CC0603KRX7R8BB104



Figura 65. C23,  
C26

Condensador de cerámica multicapa empleado como filtro a la entrada de los amplificadores.

Las características principales de este componente son:

- Capacidad de valor: 0,1 uF
- Tensión máxima: 25 V

- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 1,6 x 0.8 mm
- Peso unitario: 6,3 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

### **ESK107M025AC3AA**



Condensador electrolítico de aluminio cuyas características principales son:

*Figura 66. C24, C25*

- Capacidad de valor: 100 uF
- Tensión máxima: 25 V
- Tolerancia del 20%
- Diámetro: 5 mm
- Longitud: 11 mm
- Corriente ondulada: 145 mA
- Temperatura operativa entre -40 a 85 °C
- 2000 horas de vida

## **5. Circuito de alimentación +5 V a – 5V**

Todos los dispositivos enumerados en este apartado pertenecen al plano adjunto en el documento. [Anexo A: 1.5]

### **a. AMPLIFICADOR**

#### **TPS60402DBVTG4**



Su función es amplificar la tensión de entrada de 5V a una tensión de salida de -5V.

*Figura 67. IC11*

Las características principales de este componente son:

- Tensión de salida: -1.6 a -5,25 V
- Corriente de salida: 60 mA
- Tensión de entrada: 1,6 a 5,5 V
- Corriente de suministro: 275 uA
- Corriente de reposo: 1mA
- Frecuencia de conmutación: 50 kHz
- Temperatura operativa entre: -40 a 85 °C
- Peso unitario: 39 mg

## b. CONDENSADORES

### 885012208067



Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

*Figura 68. C16, C17, C18, C21*

- Capacidad de valor: 3,3 uF
- Tensión máxima: 25 V
- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 3.2 x 1,6 x 1,6 mm
- Peso unitario: 27 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 185 °C

## c. RESISTENCIAS

### ERJ-8ENF10R0V



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

*Figura 69. R15*

- Resistencia de valor: 10  $\Omega$
- Tensión máxima: 200 V
- Tolerancia del 1%
- Dimensiones: 3.2 x 1,6 x 0,6 mm

- Peso unitario: 16,2 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

## 6. Circuito de alimentación -5 V a -3,3 V

Todos los dispositivos enumerados en este apartado pertenecen al plano adjunto en el documento. [Anexo A: 1.6]

### a. AMPLIFICADOR

#### MAX1735EUK50+T



Su función es reducir la tensión de entrada de -5V a una tensión de salida de -3,3 V.

Figura 70. IC4

Las características principales de este componente son:

- Tensión de salida: -1.6 a -5,25 V, -5V
- Corriente de salida: 200 mA
- Polaridad: Negativa
- Intervalo de tensión de entrada: -6,5 a -2.5 V
- Corriente de suministro: 275 uA
- Corriente de reposo: 85 uA
- Tensión de desconexión: 40 mV
- Temperatura operativa entre: -40 a 85 °C
- Corriente de polarización de entrada,  $I_b$ : 85 uA
- Potencia de disipación,  $P_d$ : 571 mW
- Dimensiones: 1,1 x 2,9 x 1.63 mm
- Peso unitario: 6,3 mg

### b. CONDENSADORES

#### CC0805ZRY5V8BB105

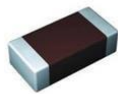


Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

Figura 71. C10

- Capacidad de valor: 1 uF
- Tensión máxima: 25 V
- Dieléctrico Y5V
- Tolerancia del -20/80%
- Dimensiones: 2 x 1,25 mm
- Peso unitario: 5,5 mg
- Temperatura operativa entre -30 a 85 °C

### **CL31B225KAHNNNE**



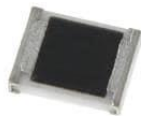
Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

*Figura 72. C13*

- Capacidad de valor: 2,2 uF
- Tensión máxima: 25 V
- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 3,2 x 1,6 mm
- Peso unitario: 27 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

## **c. RESISTENCIAS**

### **ERJ-6ENF1003V**



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

*Figura 73. R11*

- Resistencia de valor: 100 kΩ
- Tensión máxima: 150 V
- Tolerancia del 1%
- Dimensiones: 2 x 1,2 x 0,6 mm
- Peso unitario: 5.5 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

### **ERJ-6ENF1653V**



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

*Figura 74. R13*

- Resistencia de valor: 165 k $\Omega$
- Tensión máxima: 150 V
- Tolerancia del 1%
- Dimensiones: 2 x 1.2 x 0,6 mm
- Peso unitario: 5.5 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

## **7. Circuito de alimentación 5 V a 3,3 V**

Todos los dispositivos enumerados en este apartado pertenecen al plano adjunto en el documento. [Anexo A: 1.7]

### **a. AMPLIFICADOR**

#### **TPS73033DBVT**



Su función es reducir la tensión de entrada de 5V a una tensión de salida de 3,3V.

*Figura 75. IC7*

Las características principales de este componente son:

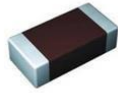
- Tensión de salida: 3,3 V
- Corriente de salida: 200 mA
- Polaridad: positiva
- Corriente de reposo: 250 uA
- Tensión de entrada: 2.7 a 5,5 V
- Temperatura operativa entre: -40 a 125 °C
- Tensión máxima de desconexión: 210 mV
- Corriente de polarización de entrada (I<sub>b</sub>): 170 uA
- Dimensiones: 1,15 x 2,9 x 1,6 mm



- Peso unitario: 6,3 mg

## **b. CONDENSADORES**

### **CL31B225KAHNNNE**

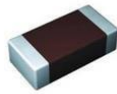


*Figura 76. C15*

Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

- Capacidad de valor: 2,2 uF
- Tensión máxima: 25 V
  
- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 3.2 x 1,6 x 1,8 mm
- Peso unitario: 27 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

### **CL31A106KAHNNNE**



*Figura 77. C19*

Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

- Capacidad de valor: 10 uF
- Tensión máxima: 25 V
  
- Dieléctrico X5R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 3.2 x 1,6 x 1,8 mm
- Peso unitario: 27 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 85 °C

## **8. Circuito de alimentación 3,3 V a 1,5 V**

Todos los dispositivos enumerados en este apartado pertenecen al plano adjunto en el documento. [Anexo A: 1.8]

### **a. AMPLIFICADOR**

#### **ISL21010CFH315Z-T7A**



Figura 78. IC1

Este dispositivo es el encargado de estabilizar la tensión que alimentará a los diferentes circuitos proporcionando una tensión de salida de valor 1,5V.

Pertenece a la serie ISL21010 que es una referencia de tensión de *bandgap* de precisión, baja caída de tensión y micro potencia.

Las características principales de este componente son:

- Tensión de salida: 1,5 V
- Precisión: 0,2 %
- Tensión de entrada máxima: 5,5 V
- Corriente de derivación máxima: 25 mA
- Temperatura operativa entre -40 a 125 °C
- Dimensiones: 0 x 2,9 x 1,3 mm
- Peso unitario: 18 mg

## b. CONDENSADORES

### CC0805ZRY5V8BB105



Figura 79. C2

Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

- Capacidad de valor: 1 uF
- Tensión máxima: 25 V
- Dieléctrico Y5V
- Tolerancia del -20/80%
- Dimensiones: 2 x 1,25 mm
- Peso unitario: 5,5 mg
- Temperatura operativa entre -30 a 85 °C

### **CC0603KRX7R8BB104**



Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

*Figura 80. C3*

- Capacidad de valor: 0,1 uF
- Tensión máxima: 25 V
- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 1,6 x 0,8 mm
- Peso unitario: 6,3 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

#### **- Diseño de la PCB**

Una vez elegidos todos los componentes se ha diseñado y dibujado en Kicad el circuito de potencia mostrado en el Anexo A. Se ha llevado a cabo la fabricación de la placa.

Dicha placa es de material FR-4 y acabado superficial HASL con plomo, consta de dos capas de cobre separadas por un núcleo de Cu. La altura total de la placa de 1,6 mm y las dimensiones totales son las siguientes: *99,1 x 99,568 mm*.

El diseño de esta placa incluye dos terminales, un conector estándar, J1, que se utiliza para la conexión de ambas placas. Han tenido que soldarse 4 cables finos para redirigir las pistas a los pines del microcontrolador como se muestra en la Figura 84.

También hay dos terminales, J4 (*OUT*) y J2 (*IN*) que sirven para conectar la resistencia R6 al circuito seguidor de tensión que proporciona a su salida la tensión (*vac*) que se conecta al microcontrolador.

Los terminales J7 y J8, conectan en primer lugar la zona de tierra con la zona de GND1 y, en segundo lugar, la fuente aislada de 12 V y la zona de GND1.

## - Montaje y soldadura de la PCB

El proceso de montaje se ha realizado siguiendo los planos detallados en el documento, ver Anexo A. Prestando especial atención en la colocación de todos los componentes, con el objetivo de lograr que se cumplan las especificaciones establecidas para obtener resultados satisfactorios.

En primer lugar, se han soldado los componentes de menor tamaño empezando por los de la zona inferior derecha hacia la izquierda en el lado (*Top*) y al revés en el lado (*Bottom*). Por último, se han soldado los componentes de mayor tamaño y los conectores J<sub>x</sub> de agujero pasante. En las Figuras 81 y 82, se muestran la capa superior (*Top*) e inferior (*Bottom*) de la PCB sin soldar los componentes. Mientras que en las Figuras 83 y 84 están con todos los componentes soldados, mostrando además la disposición de los módulos que conforman la placa.

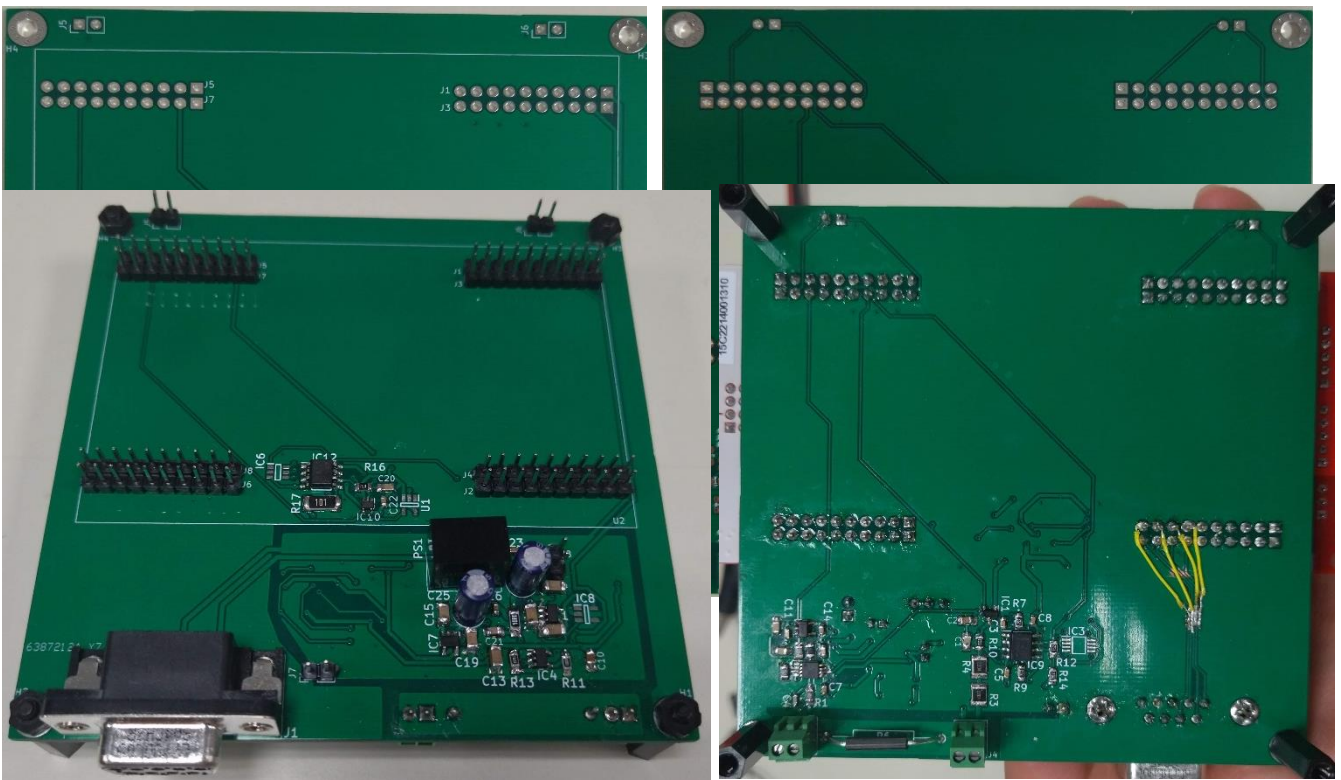


Figura 82. Lado Top y Bottom PCB de sensado soldada.

## Etapa de control

En esta etapa, se adquiere la señal de red y se lleva a cabo su conversión digital utilizando el ADC incorporado en el microcontrolador. Se hace referencia al Apartado 4 del documento para su implementación.

### - Elección de dispositivos

#### **C2000 LAUNCHXL-F280049C**

El microcontrolador utilizado en este proyecto es el *C2000 LAUNCHXL-F280049C*. Se trata de una placa de desarrollo económica diseñada por Texas Instruments. [15]

### - Montaje del microcontrolador

Este dispositivo va incorporado en la primera PCB tal como se muestra en la Figura 85. Su conexión se realiza mediante 8 conectores (*J1,J2,J3,J4,J5, J6,J7,J8*) a la placa de sensado. También con los conectores *J5* y *J6* donde se conectan las señales *DACB* y *DACA* a GND1. Ver Anexo A.

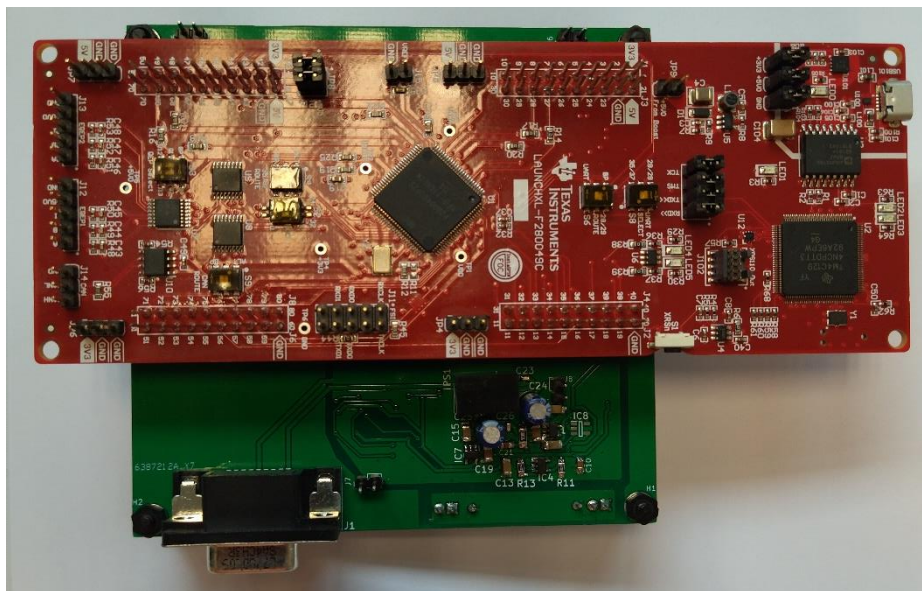


Figura 83. Microcontrolador sobre PCB de sensado.

## Etapa de potencia

En esta última etapa se encuentra el rectificador. Los componentes han sido seleccionados teniendo en cuenta estudios y trabajos previos, así como las características buscadas. Los principales requisitos son mejorar el rendimiento en comparación con los rectificadores tradicionales, mantener un coste adecuado y desarrollar un proyecto finalmente acorde con los objetivos de desarrollo sostenible.

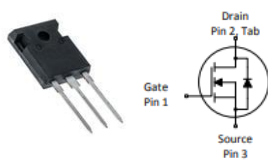
El puente rectificador se encarga de convertir la corriente alterna monofásica proveniente de la red doméstica de alimentación en una corriente continua en su salida. Para llevar a cabo esta conversión, se utilizan cuatro transistores MOSFET, cuyos modos de conducción se explican a lo largo del [Apartado 4](#). Dos drivers para el control de conmutación de los anteriores y otros dispositivos, en su mayoría resistencias y condensadores.

### - Elección de dispositivos

Se exponen a continuación, según las especificaciones requeridas los principales componentes que formarán parte del prototipo en esta etapa de diseño.

Todos los dispositivos mencionados en este apartado pertenecen a los planos adjuntos en el documento. [Anexo B]

### 1. MOSFET de Si: IPW60R099P6XKSA1



El puente rectificador requiere la incorporación de 4 dispositivos.

Como se ha mencionado anteriormente en el apartado 2.3, este dispositivo pertenece a la familia de MOSFET de Si del fabricante *Infineon*. Se seleccionan los MOSFET de potencia adecuados, capaces de soportar los niveles de tensión e intensidad requeridos.

Asimismo, es importante considerar tanto las pérdidas de conducción como las pérdidas de conmutación, ver apartado 2.2 para estimar el rendimiento del circuito.

Las principales características son las siguientes:

- Tecnología de Silicio (Si)
- Tipo: 1 N-Channel
- Tensión drenador-fuente,  $V_{ds}$ : 600 V
- Corriente de drenador,  $I_d$ : 37.9 A
- $R_{ds}$  de encendido: 89 m $\Omega$
- Tensión de *gate-source*,  $V_{gs}$ : -20 V, +20 V
- Tensión umbral *gate-source*,  $V_{gs\ th}$ : 3,5 V
- Carga,  $Q_g$ : 70 nC
- Temperatura operativa entre -55 a 150 °C
- Disipación de potencia,  $P_d$ : 278 W
- Tiempo de caída: 5 ns
- Tiempo de retraso de apagado: 50 ns
- Tiempo de retardo de conexión: 20 ns
- Dimensiones: 16,3 x 5,21 x 21,1
- Peso unitario: 6 g

Los beneficios de este dispositivo son los siguientes:

- Mayor robustez
- Pérdidas muy bajas debido a un valor muy bajo de FOM ( $R_{ds(on)} \times Q_g$ ) y Eoss
- Alta robustez de conmutación
- Fácil utilización y control
- Recubrimiento sin plomo
- Moldeo libre de halógenos
- Calificado según normativa JEDEC (J-STD20 y JESD22)

## 2. DRIVER: **634-SI8233BB-D-IS1**

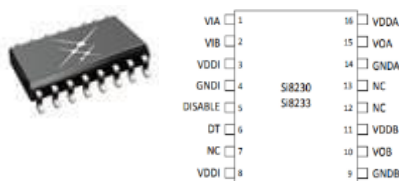


Figura 85. IC1, IC2

Para la conmutación de los transistores del puente se necesita un driver en cada rama del puente capaz de controlar la señal de entrada que se aplicará a estos.



El driver garantiza que la señal de entrada a los MOSFETs cumpla con los requisitos de tensión, corriente y tiempo de respuesta necesarios para activarlos correctamente. Proporcionando a su vez aislamiento y protección entre etapas.

Las principales características son las siguientes:

- Número de salidas: 2
- Corriente de salida: 4 A
- Intervalo de tensión del suministro: 6,5 a 24 V
- Tensión de aislamiento (valor eficaz): 2,5 kV
- Tiempo de establecimiento: 12 ns
- Temperatura operativa entre -40 a 125 °C
- Tensión máx. de entrada: 5,5 V
- Tensión mín. de entrada: 4,5 V
- Corriente de suministro operativa: 3,5 mA
- Tensión de salida: 8 V
- Disipación de potencia,  $P_d$ : 1,2 W
- $R_{ds}$  de encendido: 2,7  $\Omega$

Además, en la entrada, el driver está equipado con diversos condensadores, resistencias y diodos que cumplen la función de filtrar y evitar la presencia de ruido e interferencias. A continuación, se detallan los componentes mencionados.

### 3. DIODO RECTIFICADOR: ES1JWF-HF



Figura 86. D2

Este componente es un diodo rectificador y se emplea para proteger la entrada del driver y dejar pasar únicamente la tensión establecida.

Las principales características son las siguientes:

- Tensión inversa: 600 V
- Tensión RMS máxima: 420 V
- Corriente rectificadora directa media máxima: 1 A
- Tensión directa máxima a 1A: 1,68 V



- Corriente inversa máxima: 5 uA
- Corriente de sobretensión máxima: 30 A
- Temperatura operativa entre -55 a 150 °C

Las ventajas de este componente son:

- Corto tiempo de recuperación de 35 ns
- Posibilidad de montaje superficial
- Fácil elección y colocación
- Alivio de tensión incorporado

La función de los condensadores en la alimentación del driver, C10 y C11 en el lado izquierdo y C12 a C17 en el lado derecho, es habilitar un camino a través de cada uno de ellos, para que los rizados de tensión y ruidos en la alimentación, puedan circular sin afectar al funcionamiento de este.

## 4. CONDENSADORES

### CC0603KRX7R8BB104



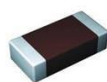
Condensador de cerámica multicapa empleado como filtro a la entrada del driver.

*Figura 87.  
C10, C11, C13, C14*

Las características principales de este componente son:

- Capacidad de valor: 0,1 uF
- Tensión máxima: 25 V
- Dieléctrico X7R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 1,6 x 0,8 x 0,8 mm
- Peso unitario: 6,3 g
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

### CL31A226KAHNNNE

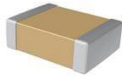


Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

*Figura 88. C15,  
C17*

- Capacidad de valor: 22 uF
- Tensión máxima: 25 V
- Dieléctrico X5R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 1,8 x 3,2 x 1,6 mm
- Peso unitario: 27 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 85 °C

### **C0805C475K4PACTU**



Condensador de cerámica multicapa cuyas características principales son:

*Figura 89. C16*

- Capacidad de valor: 4,7 uF
- Tensión máxima: 16 V
- Dieléctrico X5R
- Tolerancia del 10%
- Dimensiones: 2 x 2 x 1,25 mm
- Peso unitario: 6,4 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 85 °C

### **ESK107M025AC3AA**



Condensador electrolítico radial de aluminio, que se emplea para funciones de filtrado.

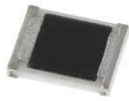
*Figura 90. C21*

Las características principales de este componente son:

- Vida útil de funcionamiento de 2.000 horas
- Caja con diámetro  $\geq 5$  mm
- Válvula de seguridad en la base
- Temperatura de funcionamiento de hasta 85 °C

## 5. RESISTENCIAS

### ERJ-6ENF1003V



Resistencia cerámica de película gruesa cuyas características principales son:

*Figura 91. R9,  
R10*

- Resistencia de valor: 100 k $\Omega$
- Tensión máxima: 150 V
- Tolerancia del 1%
- Dimensiones: 0.6 x 2 x 1,2 mm
- Peso unitario: 5,5 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 155 °C

### ERJ-6RQF4R7V



Resistencia de detección de corriente cuyas características principales son:

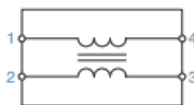
*Figura 92. R13,  
R14*

- Resistencia de 4,7  $\Omega$
- Tensión máxima: 150 V
- Tolerancia del 1%
- Dimensiones: 0,6 x 2 x 1,2 mm
- Peso unitario: 5,5 mg
- Temperatura operativa entre -55 a 125 °C

## 6. OTROS

Los dispositivos mencionados en este apartado pertenecen a los planos adjuntos en el documento.

### ACM4520-142-2P-T000



Filtro de modo común que se emplea como contramedida para el ruido de línea eléctrica en el circuito.

*Figura 93. FL1*

Las características principales de este componente son:

- Número de canales: 2
- Inductancia de 2,5 uH
- Impedancia de 1400  $\Omega$
- Corriente CC máxima: 1,5 A
- Resistencia CC máxima: 80 m $\Omega$
- Temperatura operativa entre: -40 a 85 °C
- Dimensiones: 4,7 x 4,5 x 2 mm

### **PDS1-S5-S12-M-TR**



Convertidor de corriente continua aislado cuya aplicación es elevar la tensión de 5 V a 12 V. Destaca por ofrecer una eficiencia de conversión de hasta el 82%, junto con un

mayor aislamiento y rendimiento térmico superior.

Las características principales de este componente son:

- Salida aislada de 1 W
- Temperatura operativa entre -40 a 105 °C
- Dimensiones: 12,7 x 8,3 x 7,25 mm
- Material de carcasa: resina epoxy UL94-V0
- Peso: 1,6 g

### **523-L77SDE09SA4CH3R**



Figura 95. J2

Conector estándar D-sub de 9 posiciones, agujero pasante y ángulo recto. Tipo de conector hembra o toma. Este permite la conexión de ambas placas PCB, facilitando una conexión segura y confiable entre ellas.

Facilitando a su vez el mantenimiento, la reparación y el posible reemplazo de elementos sin dañar la PCB.

### **651-1714968**



Figura 96. J4, J5

Este bloque terminal se utiliza para crear varios puntos de medición en la PCB. Su uso principal está destinado a facilitar las mediciones de la señal de salida  $V_{DC\_OUT}$ , y las señales de ambas ramas del puente rectificador  $V_{M\_SR}$ ,  $V_{M\_SL}$ . Se emplean 2 conectores de este tipo.

Las características principales de este componente son:

- Capaz de soportar una corriente nominal de 32 A
- Voltaje nominal de 630 V
- Sección nominal de 4 mm<sup>2</sup>
- Número de potenciales: 3
- Paso de 6,35 mm
- Método de conexión: conexión por tornillo

### **SK129-25,4-ST5-220**



Figura 97. HS1, HS2, HS3, HS4

Por último, se muestra el disipador térmico de la serie SK 129, incorporado en la PCB para cada uno de los transistores. Adecuado para montaje vertical de semiconductores.

Las características principales de este componente son:

- Contactos soldados chapados de estaño
- Dimensiones: 25,4 x 42 x 25 mm
- Resistencia térmica: 6,5K/W

## **- Diseño de la PCB**

Una vez elegidos todos los componentes se ha diseñado y dibujado en Kicad el circuito de potencia mostrado en el Anexo B. Y se ha llevado a cabo la fabricación de la placa.

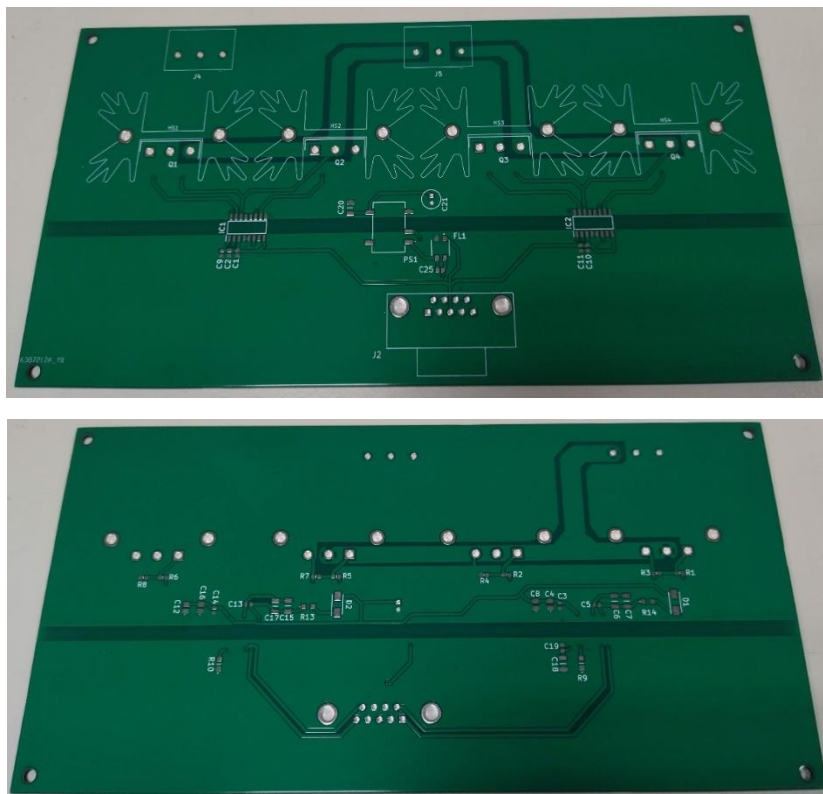
La PCB es de material FR-4 y acabado superficial HASL con plomo, consta de dos capas de cobre separadas por un núcleo de Cu. La altura total de

la placa de 1,6 mm y las dimensiones totales de la PCB son las siguientes:  
*191,10 x 95,059 mm.*

El diseño de esta placa incluye dos terminales, J4 y J5, así como un conector estándar, J2, que se utilizan tanto para la alimentación de la placa como para las salidas de medida, descritos anteriormente. Estos conectores son fundamentales para garantizar una correcta conexión con otros dispositivos y permitir el funcionamiento adecuado de la PCB de potencia.

### - **Montaje y soldadura de la PCB**

El proceso de montaje se ha realizado siguiendo los planos detallados en el documento (Anexo B). Prestando especial atención en la colocación de todos los componentes, con el objetivo de garantizar que se cumplen los propósitos previstos y especificaciones establecidas para obtener resultados satisfactorios.



*Figura 98. Lado Top y Bottom de la PCB de potencia sin componentes*

En la Figuras 104 y 105 se muestran las capas superior (*Top*) e inferior (*Bottom*) de la PCB sin componentes. Mientras que en las Figuras 106 y 107 ya están todos los componentes soldados.

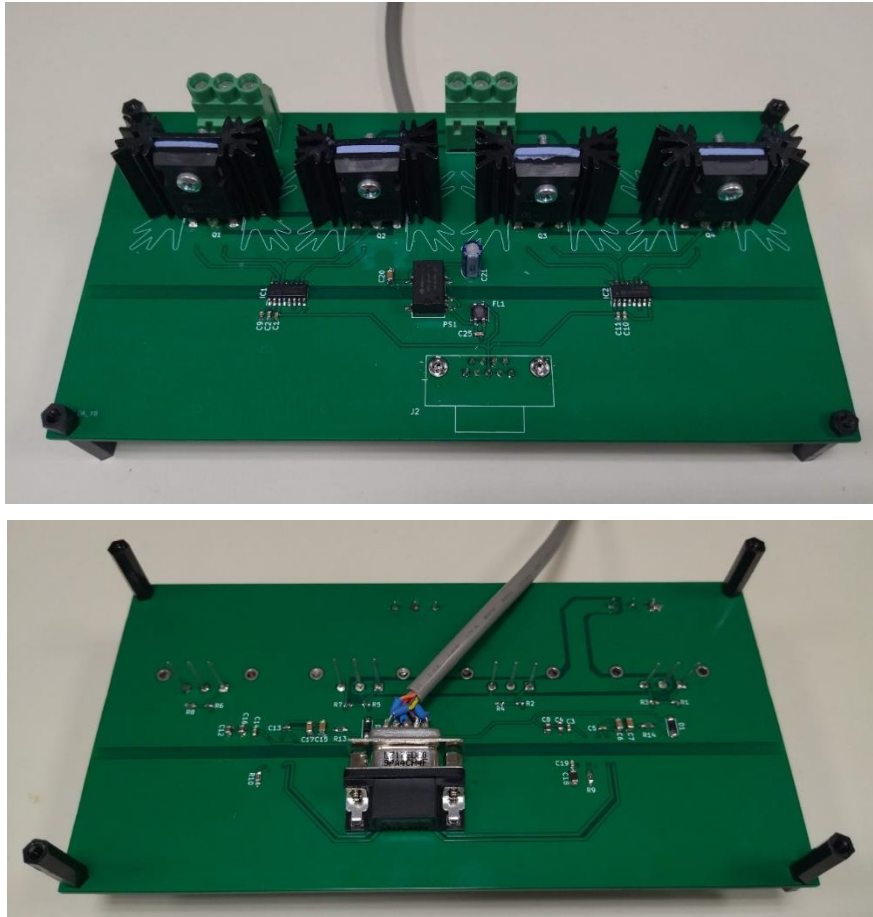


Figura 99. Lado Top y Bottom de la PCB de potencia componentes soldados.

Primero se han soldado los componentes de menor tamaño de la capa superior (Figura 102) y después los de la capa inferior (Figura 103). Finalmente, se han soldado los componentes de mayor tamaño y se han colocado 4 soportes y 4 disipadores térmicos necesarios para completar el montaje.

El cable gris que se muestra en la Figura 103, es un cable de 9 cables blindado que une ambas placas. En este se han soldado los cables según la numeración de pines de cada placa debido a que no ha sido posible realizar la conexión directa entre placas.

## 5.2 RESULTADOS FINALES

En esta sección, se evalúan en detalle los datos recopilados, examinándose el comportamiento del sistema bajo diferentes condiciones de operación. Extrayendo conclusiones significativas para validar la eficacia y rendimiento del prototipo.

Se han realizado diferentes pruebas sobre cada una de las etapas de sensado, control y potencia descritas en este documento para comprobar el funcionamiento de las mismas de manera individual y por último en conjunto.

### Pruebas previas

Se ha comenzado en primer lugar con la etapa de sensado (Figura 100). Se ha configurado la fuente de tensión a 12 V, limitándose la tensión a 12,6 V y la corriente a 0,5 A. La salida alimenta a la placa de sensado conectándose al pin J8 del circuito seguidor de tensión. Se obtiene la potencia consumida por el convertidor de corriente continua de valor 0 W. Por otra parte, se alimenta con la fuente de tensión alterna configurada a 230 V y 50 Hz, el pin J4 de la placa de sensado concretamente al circuito seguidor de corriente. Ver Anexo A.

Se conecta el osciloscopio al pin 25 del conector J3 en la PCB para ver la señal que le llegará al microcontrolador cuando se conecte. Los valores de esta señal deben estar entre 0-3,3 V.

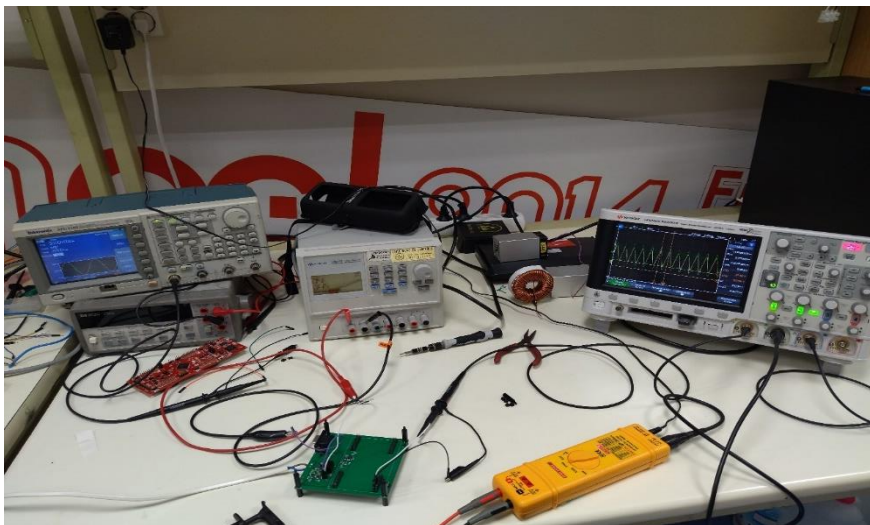


Figura 100. Montaje y conexión de la placa de sensado. Laboratorio



En las Figura 101, se muestran la señal ADC en verde, que es la señal que va del circuito de sensado al microcontrolador (pin 25) y se observa que su valor está entre 360 mV y 2,525 V. En amarillo la medida de la tensión de red a la entrada de la placa de sensado entre -337,5 V y 325 V.

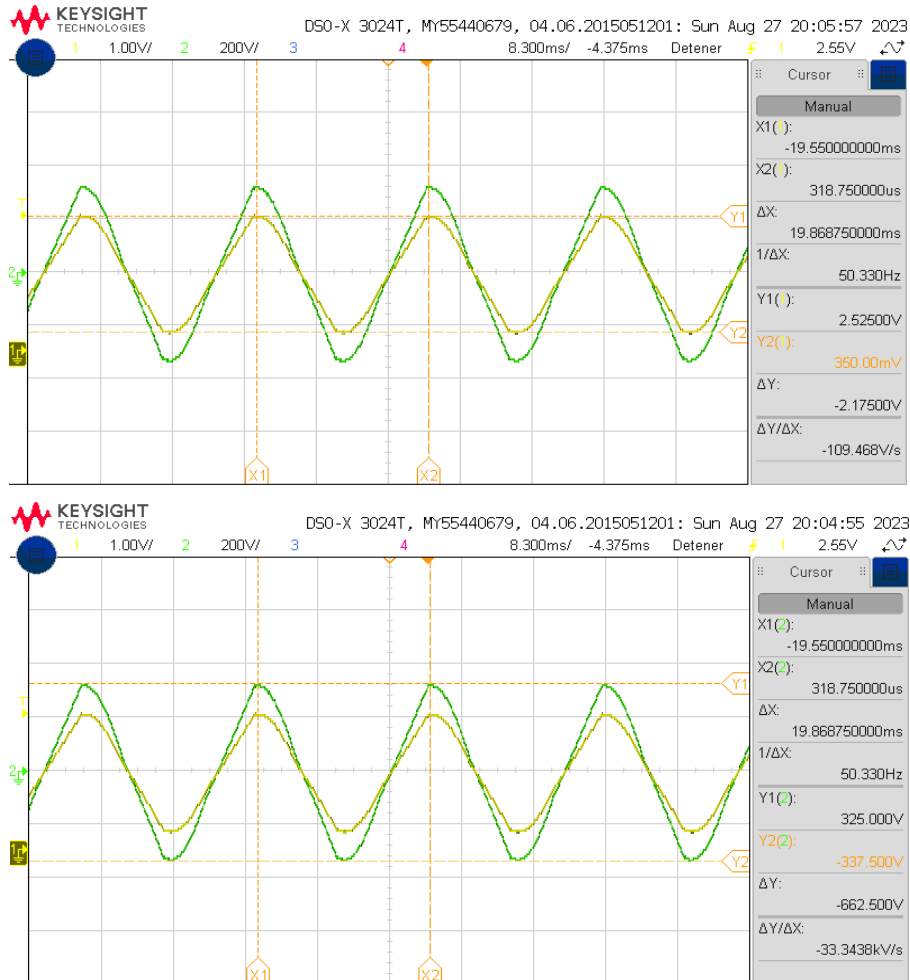


Figura 101. Medida de la tensión en el ADC del microcontrolador y de la tensión de red en la placa de sensado. Laboratorio.

Después se ha comprobado el funcionamiento del microcontrolador conectándolo en primer lugar como se muestra en la Figura 102.

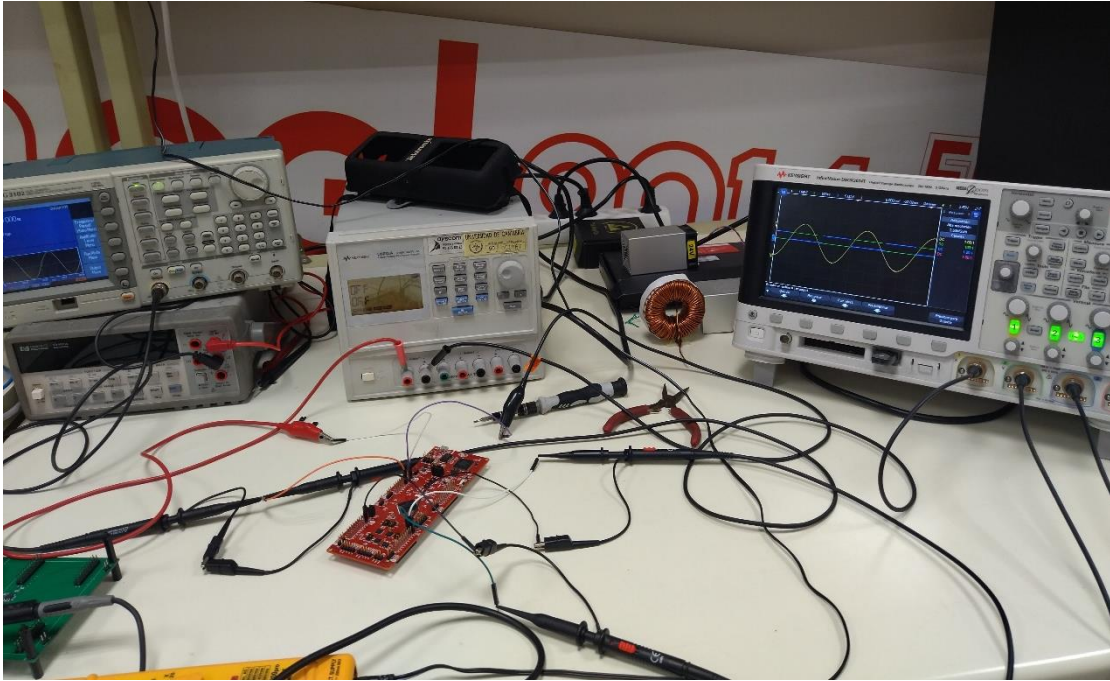


Figura 102. Montaje microcontrolador pruebas previas. Laboratorio.

La fuente de tensión se ha configurado en este caso a una tensión de 3,3 V con limitación de tensión 3,4 V y de corriente a 0,5 A.

Por otro lado, con el generador de funciones configurado para generar una función sinusoidal de amplitud  $V_{pp}$  de valor 3V, *offset* de valor 1,5V y frecuencia 50Hz que simula la red eléctrica se conecta al ADC del microcontrolador (pin 25). Una vez todo conectado se ha obtenido la potencia que consume el microcontrolador, de valor 3,619 mW. A continuación, se presentan las señales capturadas con el osciloscopio.

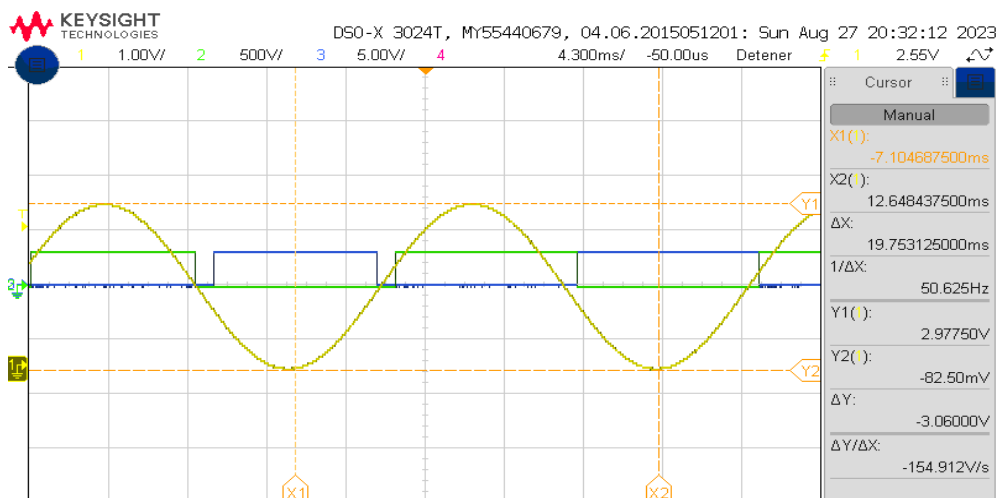


Figura 103. Señal sinusoidal de red y señales cuadradas. Laboratorio.

En la Figura 103, en amarillo la señal sinusoidal generada que emula el comportamiento de la red, abarcando un intervalo de -82,5 a 2,998 V. Esta señal está dentro del intervalo anticipado de valores que no supera los 3,3 V.

También se muestran las señales de mando en la Figura 104: la señal azul que activa y desactiva Q1 y Q4. Y la señal verde que activa y desactiva Q2 y Q3. En teoría, al alcanzar o superar el valor de 1,4 V, pasan a conducción Q2 y Q3, ya que estos conducen cuando la tensión de red es inferior al valor de *offset* de 1,5 V. En lo que concierne a Q1, Q4 se produce su activación cuando la tensión alcance o supere valor teórico de 1,6 V, ya que estos conducen cuando la tensión de red es superior al valor de *offset* de 1,5 V. El tiempo muerto entre las señales de mando es de 987,813  $\mu$ s en la Figura 105.

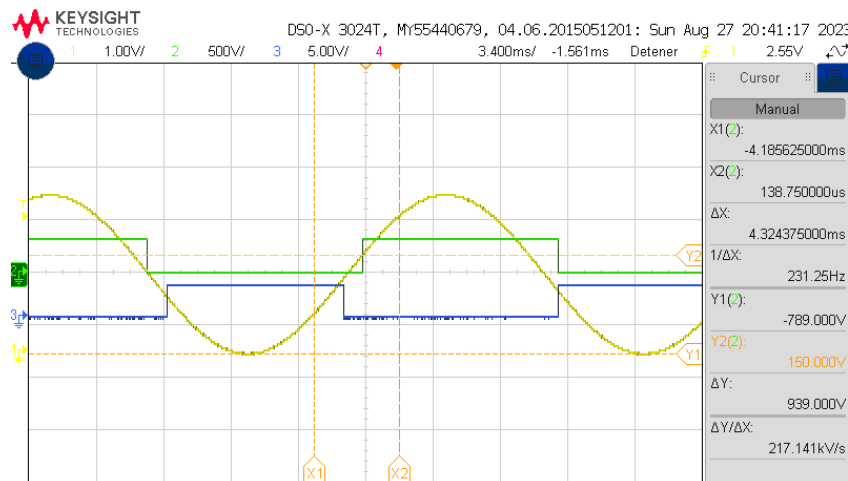


Figura 104. Señales complementarias de mando generadas en el microcontrolador.

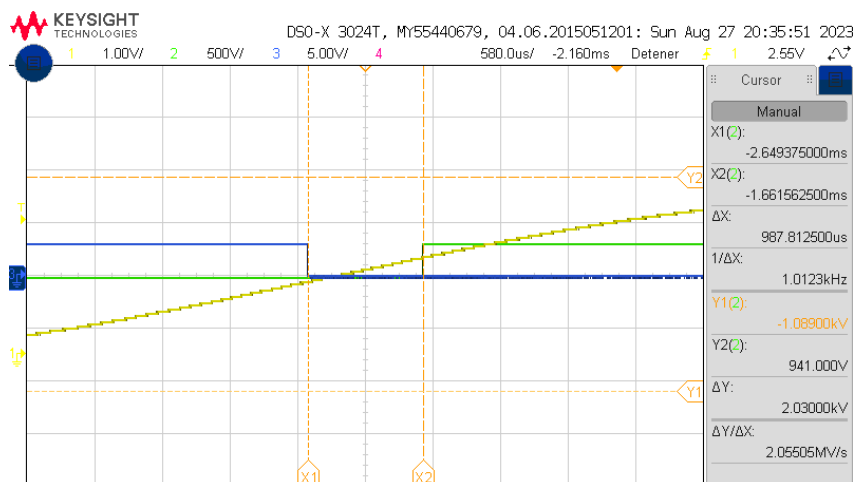


Figura 105. Tiempo muerto entre señales de mando.

Una vez comprobado que a la salida del microcontrolador aparecen las dos señales cuadradas complementarias con un tiempo muerto. Se ha conectado el microcontrolador a la placa de sensado como puede verse en la Figura 107 y la fuente de alimentación de 12 V a la placa de sensado (pin J8) y el generador de señales al microcontrolador (pin 25 y GND).

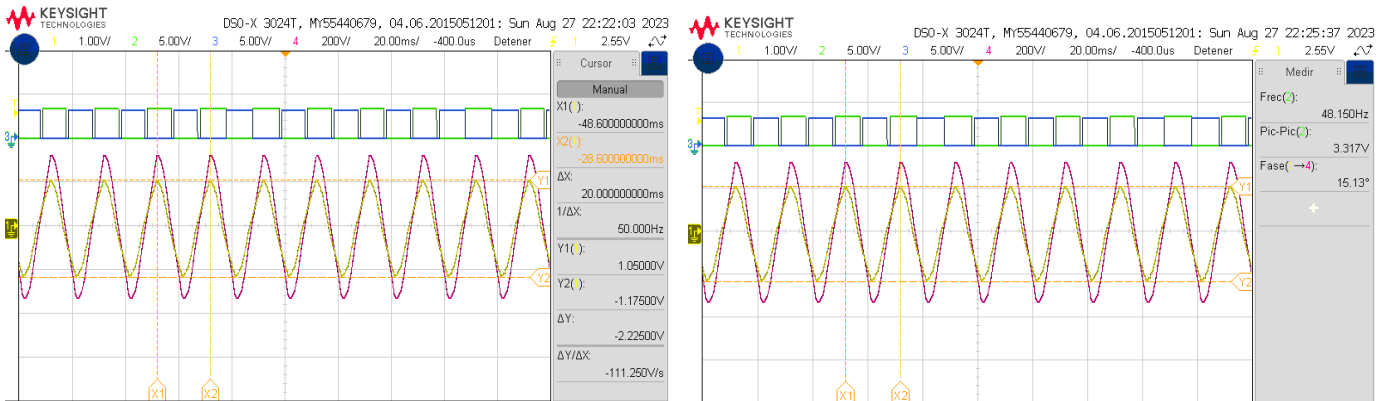


Figura 106. Medida de señales placa de sensado y microcontrolador.

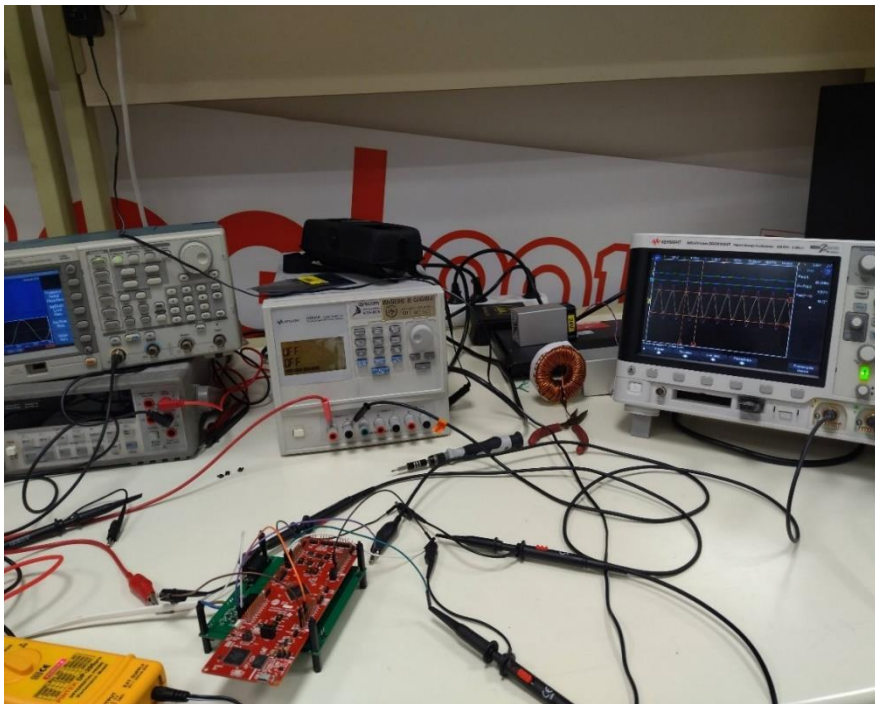
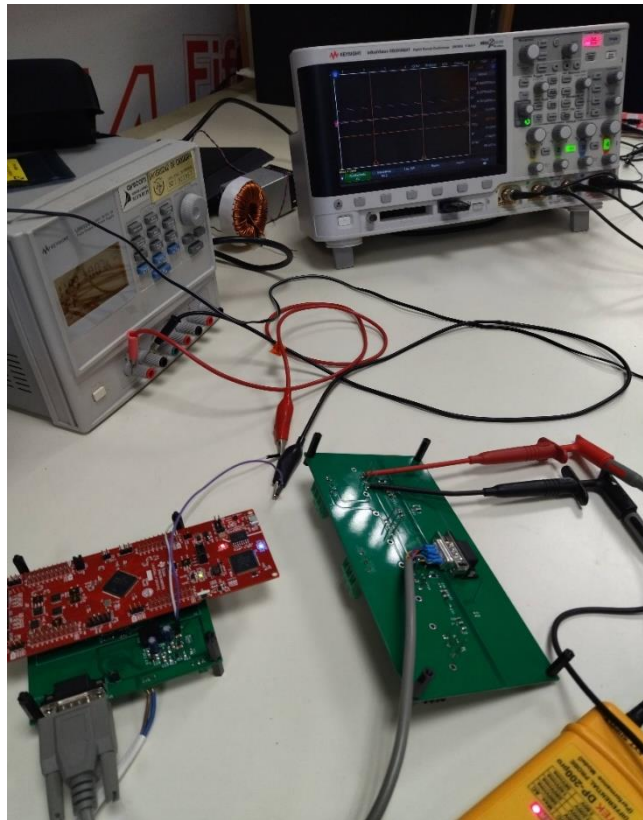


Figura 107. Montaje del microcontrolador en la placa de sensado y comprobaciones. Laboratorio.

En la Figura 106, se muestran las señales cuadradas generadas el microcontrolador (verde y azul), la tensión de red (rojo) y la señal ADC (amarillo) que posee una amplitud de 2,225 V dentro del rango establecido. Se observa

que existe un desfase entre la tensión de red y la señal ADC en el microcontrolador de 15,13°.



*Figura 108. Medida de tensión VGS en el transistor Q1 con sonda diferencial. Laboratorio*

Se ha comprobado también que los transistores conmutan. Sin conectar la placa de potencia a la fuente de tensión alterna ni la carga, es decir en condición de vacío. Para comprobar que las señales de detección de signo llegan a los drivers y a los MOSFET del puente rectificador. Con una sonda diferencial conectada a los terminales *Gate* y *Source* de uno de los transistores (Q1) se ha obtenido la medida de la tensión  $V_{GS}$ . Y se ha visto que conmutan y no están cortocircuitados los transistores de una misma rama. Por ejemplo, Q1 y Q2 como se muestra en la Figura 115.

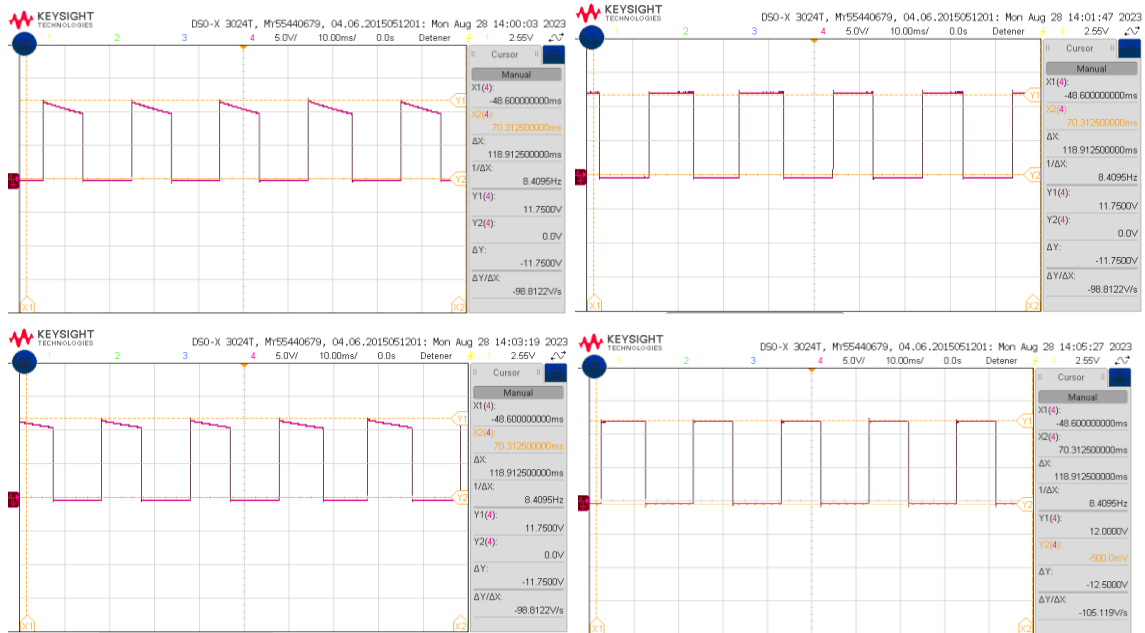


Figura 109. Medida de la tensión VGS para cada transistor: Q1, Q2, Q3 y Q4.

En las gráficas de la izquierda de la Figura 110 se observa para los transistores Q1 y Q3 que al ser referenciados no a GNDA sino a una referencia flotante, durante su conducción reciben corriente del condensador cargado previamente mientras estos están en bloqueo. Es por eso por lo que cuando la señal está en valor alto no es una recta como lo es en Q2 y Q4, sino que tiene ligera pendiente descendente. Esto se denomina *bootstrapping*.

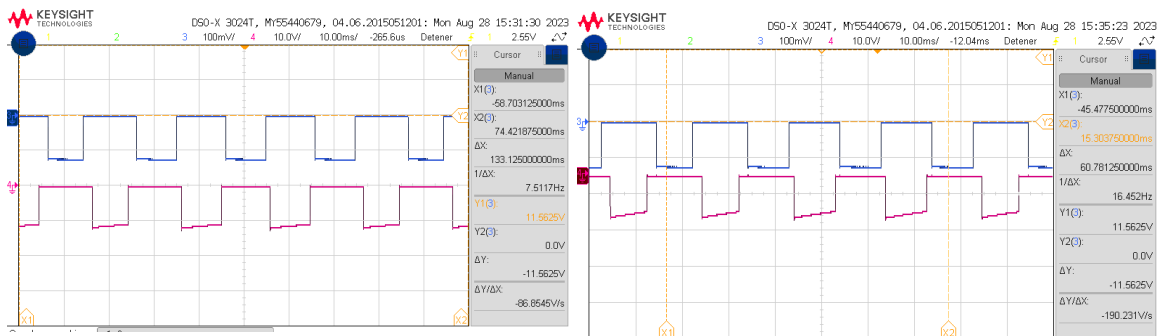


Figura 110. VGS de los transistores rama A (izquierda) y rama B (derecha).

En la Figura 109 se puede ver que los transistores de la rama A no están cortocircuitados. Y lo mismo ocurre para la rama B.

Otra prueba realizada para verificar la etapa de potencia ha consistido en generar dos señales cuadradas de frecuencia 50 Hz con cierto tiempo muerto entre ellas en el generador de funciones. Aplicarlas a los drivers de la etapa de potencia y



alimentando con una tensión continua los transistores conmutan correctamente. Esto se muestra a continuación en las Figuras 111 y 112.

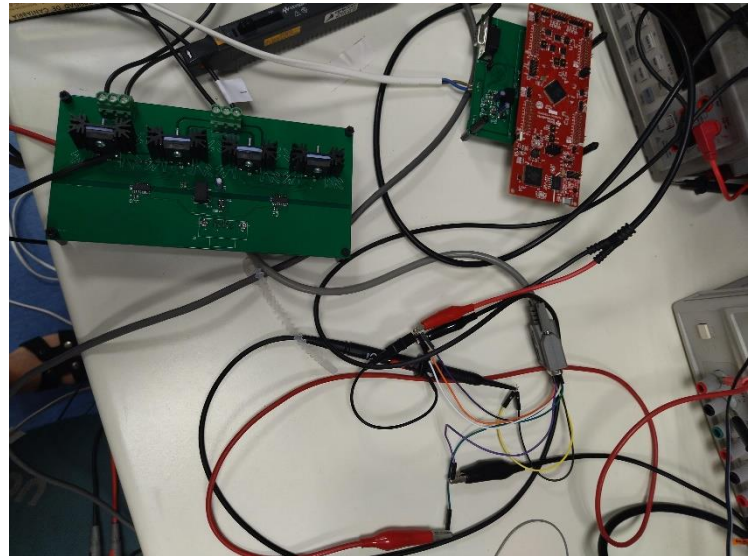
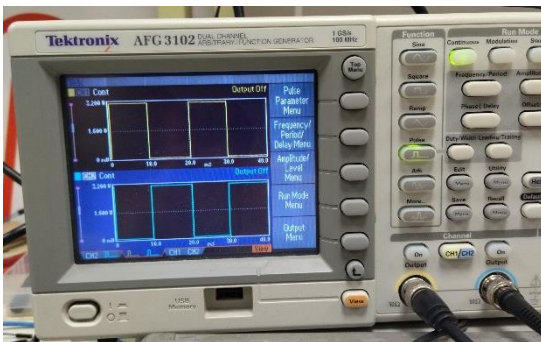


Figura 111. Generador de aboratorio.

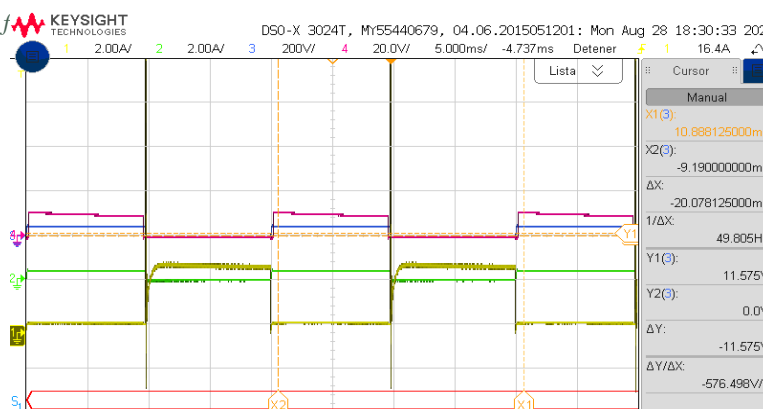


Figura 112. Señales de conmutación de los transistores mediante señales de mando generadas en el generador de funciones.

## Prueba final

Después de comprobar el funcionamiento correcto de las tres etapas comentadas: la placa de sensado, el microcontrolador y la placa de potencia. Y ver que funcionan correctamente y realizan las funciones que tienen que hacer, se ha procedido a conectar todas las partes.

En primer lugar, se han conectado la placa de sensado y el microcontrolador alimentando la placa de sensado con la fuente de alimentación a 12 V y con la fuente de tensión alterna a 230 V y 50 Hz. La etapa de potencia también se ha conectado a esta fuente, configurando las protecciones del nivel de corriente a 5 A y la corriente de pico máxima a 8 A. Ambas placas se han conectado mediante

el cable blindado de color gris como puede verse en las siguientes Figuras 113 y 114.

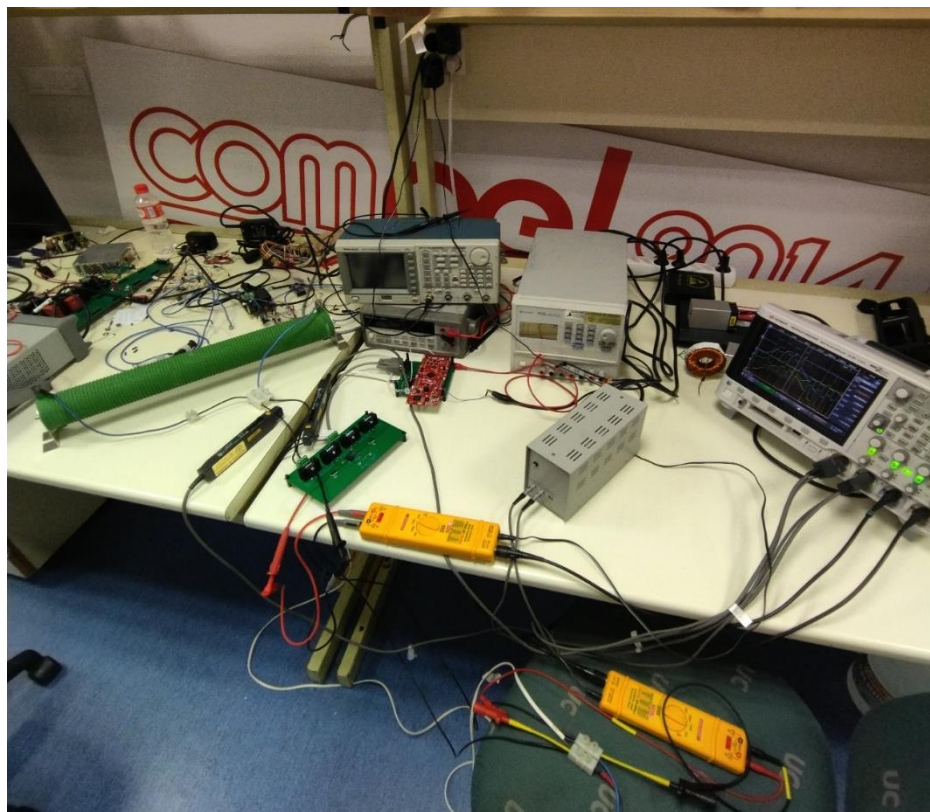


Figura 113. Montaje final conexión a la fuente de tensión alterna no aislada.

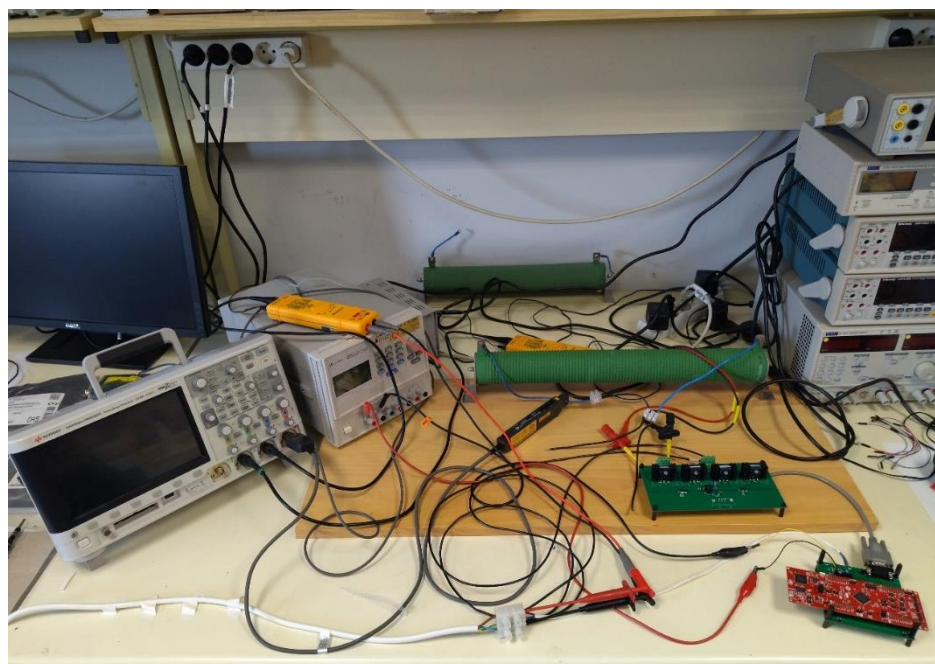


Figura 114. Montaje final conexión a la fuente de tensión alterna aislada



Se muestra a continuación en la Figura 115 los resultados obtenidos en el puente rectificador activo con MOSFET de Si.

En la Figura 115, se muestra el resultado final con la fuente de tensión configurada a 230 V y 50 Hz. En azul la tensión de entrada de valor eficaz 229 V y en verde la tensión rectificada en la carga. En amarillo la corriente de entrada de valor eficaz 1.97 A y lo rojo la corriente en la salida. Existe ligero desfase entre la tensión de entrada y la corriente de entrada de  $1.378^\circ$  y un desfase entre la tensión de salida y la corriente de salida de  $-0.563^\circ$ .

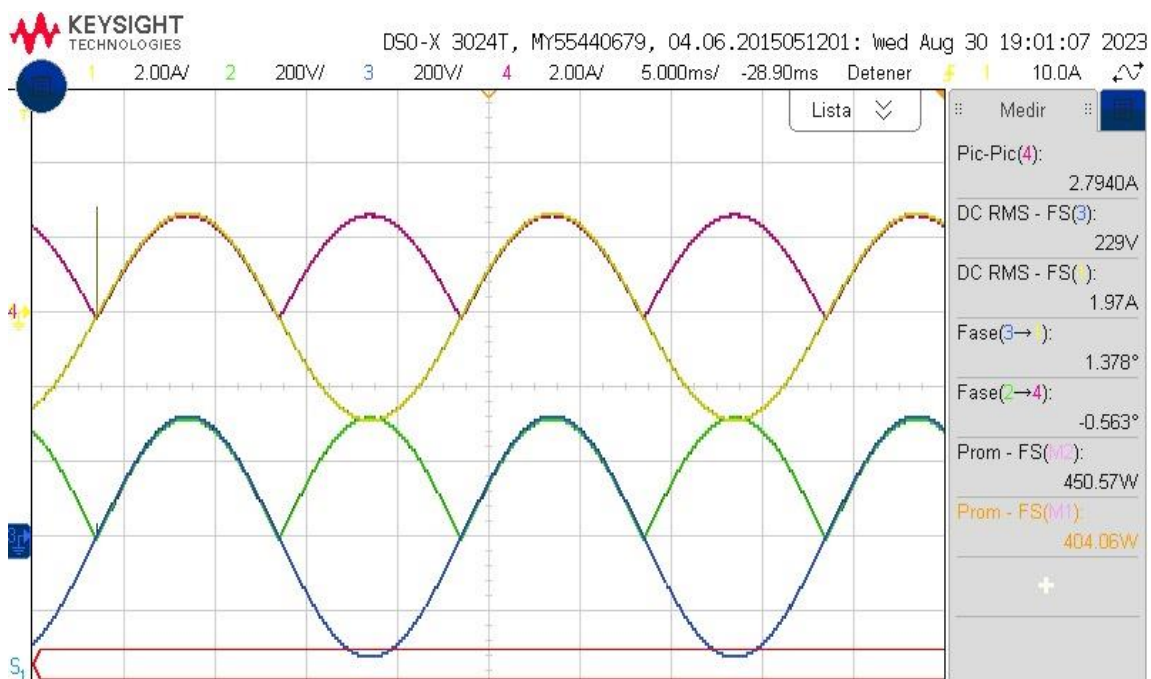


Figura 115. Resultado final del puente rectificador activo con MOSFET de Si.

Se obtienen la potencia de entrada y de salida, para calcular la eficiencia del convertidor rectificador. Multiplicando la tensión eficaz por intensidad eficaz a la salida dividida por la de la entrada, teniendo en cuenta la potencia consumida por la placa de sensado y por el microcontrolador.

$$P_{in} = 450,57 \text{ W}$$

$$P_{out} = 404,06 \text{ W}$$

$$P_{sensado} = 11,99 \text{ (V)} * 0,06 \text{ (A)} = 0,7194 \text{ W}$$

$$P_{micro} = 3,29 \text{ (V)} * 0,11 \text{ (A)} = 0,3619 \text{ W}$$

Obteniéndose un rendimiento en el puente activo de valor:

$$\eta = \frac{P_{out,TOTAL}}{P_{in}} = \frac{404,06 + 0,7194 + 0,3619}{450,57} = 0,8991 \rightarrow 89,91 \%$$

Como comparación se han realizado las pruebas sin las señales de mando para que los diodos intrínsecos de los transistores actuasen como rectificadores. Obteniéndose los siguientes resultados de potencia mostrados en la Figura 116.

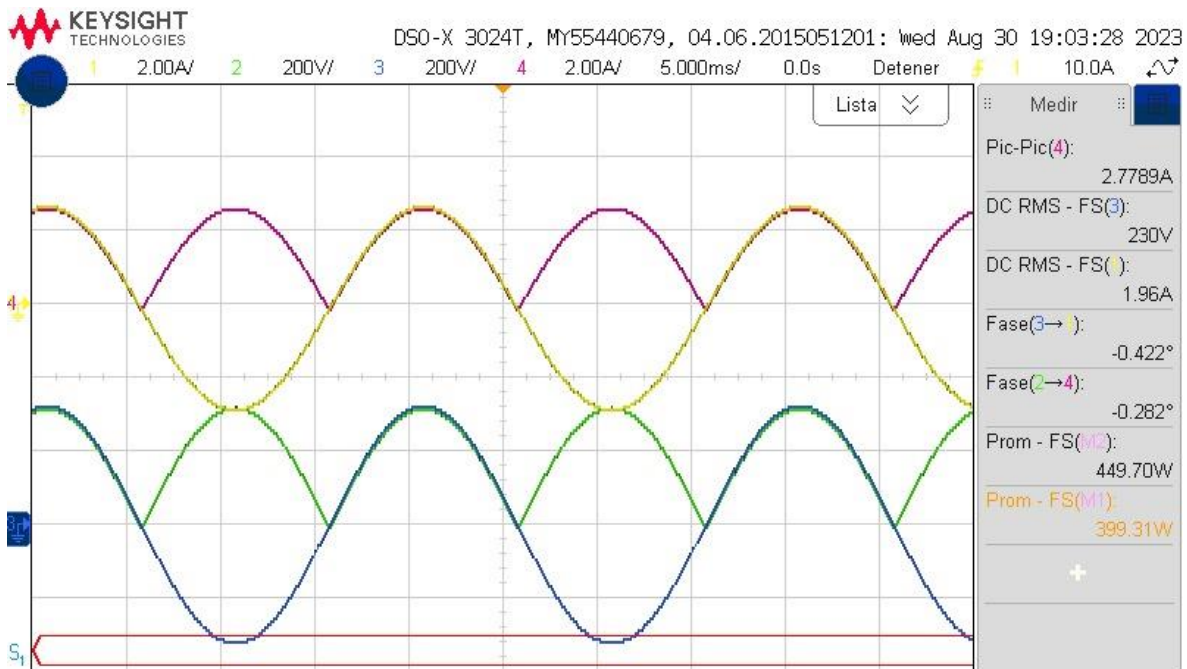


Figura 116. Resultados de puente rectificador pasivo con diodos.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{399,31}{449,7} = 0,8879 \rightarrow 88,79 \%$$

## CONCLUSIONES

Después de todas las mediciones realizadas puede concluirse que el puente de transistores diseñado y ejecutado en este proyecto muestra un mejor rendimiento en comparación al puente de diodos tradicional. Ya que estos primeros tienen mejores prestaciones como se ha comentado a lo largo del documento principalmente presentando menores pérdidas en conducción y en conmutación. Como mejora del puente rectificador activo podría disminuirse el tiempo muerto entre las señales de mando para evitar del todo la aparición de picos en la corriente y en consecuencia disminuir las pérdidas y mejorar el rendimiento del convertidor ya que en este tipo de convertidores se pueden llegar

a alcanzar rendimientos mayores. Siendo por lo tanto los resultados experimentales preliminares.

## PRESUPUESTO

A continuación, se expone el presupuesto detallado que refleja los costes implicados en la ejecución del proyecto. Se proporciona un desglose de los diversos componentes del proyecto y los recursos necesarios para llevarlo a cabo.

## MATERIALES

### I. ETAPA DE SENSADO

Para el ensamblaje de la PCB, ha sido necesario adquirir los componentes que se utilizan en ella. Enumerándose a continuación en las Tabla X, Tabla X y X los componentes requeridos.

#### 1. Condensadores, resistencias y diodos

Nombre	Descripción	Uds	Precio unitario [€]	Precio Total [€]
R1	Resistencia 2k $\Omega$ , 1%	1	0,09	0,09
R2, R16	Resistencia 7,5 k $\Omega$ , 1%	2	0,09	0,18
R3,R4,R9,R12,R14	Resistencia 2,2 M $\Omega$ , 1%	5	0,39	1,95
R6	Resistencia 5 m $\Omega$ , 1%	1	2,8	2,8
R7	Resistencia 10 k $\Omega$ , 1%	1	0,12	0,12
R5,R8,R10	Resistencia 15 k $\Omega$ , 1%	3	0,09	0,27
R11	Resistencia 100 k $\Omega$ , 1%	1	0,09	0,09
R13	Resistencia 165 k $\Omega$ , 1%	1	0,09	0,09
R15	Resistencia 10 $\Omega$ , 1%	1	0,2	0,2
R17	Resistencia 100 $\Omega$	1	0,55	0,55
C1,C20	Condensador 1 nF, 10%	2	0,1	0,2
C2,C10	Condensador 1 uF, 20/+80%	2	0,12	0,24
C16,C17,C18,C21	Condensador 3,3 uF, 10%	4	0,6	2,4

<b>C19</b>	Condensador 10 uF, 10%	1	0,17	0,17
<b>C3,C5,C6,C7,C8 ,C11,C14,C22,C 23,C26</b>	Condensador 0,1 uF, 10%	10	0,09	0,9
<b>C4</b>	Condensador 100 pF, 1%	1	0,18	0,18
<b>C9,C12</b>	Condensador 220 pF, 10%	2	0,09	0,18
<b>C13,C15</b>	Condensador 2,2 uF, 10%	3	0,16	0,48
<b>TOTAL</b>	-	<b>42</b>	-	<b>11,09 €</b>

Tabla 5. Condensadores, resistencias y diodos empleados en la PCB de sensado.

## 2. Printed Circuit Board (PCB)

La construcción de las placas no se lleva a cabo en las instalaciones, sino que se encarga fabricar a una empresa externa. Se encargan lotes de 5 unidades/placa para prevenir en caso de rotura o fallo de alguna unidad que haya suficiente stock para poder llevar a cabo el montaje del proyecto.

Nombre	Uds	Precio unitario [€]	Precio Total [€]
<b>PCB sensado</b>	5	1,9855	9,93
<b>PCB potencia</b>	5	0,3643	1,82
<b>Gastos envío</b>	-	-	24,65
<b>Descuentos</b>	-	-	9,11
<b>TOTAL + tasas</b>	-	-	<b>40,39 €</b>

Tabla 6. PCB de sensado y de potencia.

## 3. Componentes auxiliares

Nombre	Descripción	Uds	Precio unitario [€]	Precio Total [€]
<b>C24,C25</b>	100 uF/25V	2	0,24	0,48
<b>PS1</b>	Convertidor CC/CC no aislado $V_{in} = 6,5 - 36 V$ ; $V_{out} = 5 V$ , 0,5 A, 2,5 W	1	2,64	2,64
<b>IC1</b>	Referencias de tensión, 1,5V; 0,2-40%	1	2,74	2,74

<b>IC2</b>	Amplificador de instrumentación	1	3,35	3,35
<b>IC3</b>	Amplificador de precisión, 36V, 2 canales	1	3,33	3,33
<b>IC4</b>	Regulador de tensión LDO 200 mA	1	2,89	2,89
<b>IC5</b>	Amplificador de precisión 36V	1	2,61	2,61
<b>IC6</b>	Comparador analógico	1	8,41	8,41
<b>IC7</b>	Regulador de voltaje LDO High PSRR RF 200mA	1	0,82	0,82
<b>IC8</b>	Regulador de tensión de conmutación 60 mA	1	1,20	1,20
<b>U1</b>	Inversor <i>Schmitt-Trigger</i>	1	0,26	0,26
<b>J1</b>	Conector estándar D-sub, 9 posiciones, macho	1	1,34	1,34
<b>adaptador</b>	Cables D-sub DB9	1	13,92	13,92
<b>adaptador</b>	Conector estándar D-sub, DB9, macho, <i>solder cup turned contacts</i>	1	8,03	8,03
<b>adaptador</b>	Conector estándar D-sub, DB9, hembra, <i>solder cup turned contacts</i>	1	5,76	5,76
<b>J2,J4</b>	Bloques terminales fijos 2P; 2,54mm	2	1,8	3,6
<b>J5, J6, J7, J8</b>	Conectores 7P; 2,54 mm	1	2,9	2,9
<b>J1,J2,J3,J4,J5,J6,J7,J8</b>	Conector 80P; 2,54 mm	1	7,30	7,30
<b>TOTAL</b>	-	<b>20</b>	-	<b>71,58 €</b>

Tabla 7. Componentes auxiliares empleados en la PCB de sensado.

## II. ETAPA DE CONTROL

### 1. Dispositivo LAUNCHXL-F28379D

En el proyecto se utiliza el C2000 LAUNCHXL-F280049C, que es una placa de desarrollo económica diseñada para microcontroladores de la serie F28004x de Texas Instruments, conocidos como Piccolo. [15]

Nombre	Uds	Precio unitario [€]	Precio Total [€]
C2000 LAUNCHXL-F280049C	1	34,73	34,73
<b>TOTAL</b>	<b>1</b>	<b>-</b>	<b>34,73 €</b>

Tabla 8. Microcontrolador.

## III. ETAPA DE POTENCIA

Para el ensamblaje de la PCB de potencia también ha sido necesario adquirir los componentes que se utilizan en ella. A continuación, se enumeran en las Tablas 8, 9, 10 y 11 los componentes requeridos.

### 1. Semiconductores y drivers

Nombre	Descripción	Uds	Precio unitario [€]	Precio Total [€]
Q1,Q2,Q3,Q4	MOSFET de Si, 600 V, 89 mΩ	4	5,85	23,4
IC1,IC2	Controlador de puerta con aislamiento galvánico, 2.5 kW, 8 V	2	4,83	9,66
<b>TOTAL</b>	<b>-</b>	<b>6</b>	<b>-</b>	<b>33,06 €</b>

Tabla 9. Transistores MOSFET y drivers empleados en la PCB de potencia.

### 2. Condensadores, resistencias y diodos

Nombre	Descripción	Uds	Precio unitario [€]	Precio Total [€]
R1,R2,R5,R6	Resistencia, 10 Ω, 1%	4	0,09	0,36
R3,R4,R7,R8	Resistencia, 10 kΩ, 5%	4	0,13	0,52
C1,C2,C3,C5,C9, C10,C11,C13,C14	Condensador, 0,1 uF, 10%	9	0,09	0,81

<b>R9,R10</b>	Resistencia, 100 k $\Omega$ , 1%	2	0,09	0,18
<b>R13,R14</b>	Resistencia, 4,7 $\Omega$ , 1%	2	0,24	0,48
<b>C4,C8,C12,C16</b>	Condensador, 4,7 $\mu$ F, 10%	4	0,25	1
<b>C6,C7,C15,C17</b>	Condensador, 22 $\mu$ F, $\pm$ 10%	4	0,35	0,7
<b>C18,C20</b>	Condensador, 10 $\mu$ F, $\pm$ 10%	2	0,19	0,38
<b>C25</b>	Condensador, 1 $\mu$ F, 10%	1	0,25	0,25
<b>D1,D2</b>	Rectificador <i>Super Fast Recovery</i> 600V, 1A	2	0,35	0,7
<b>TOTAL</b>	-	<b>34</b>	-	<b>6,08 €</b>

Tabla 10. Condensadores, resistencias y diodos empleados en la PCB de potencia.

### 3. Disipadores

<b>Nombre</b>	<b>Descripción</b>	<b>Uds</b>	<b>Precio unitario [€]</b>	<b>Precio Total [€]</b>
<b>HS1, HS2, HS3, HS4</b>	Disipador térmico, 6.5kW, 25.4x42x25mm	4	4,59	18,36
<b>TOTAL</b>	-	<b>4</b>	-	<b>18,36 €</b>

Tabla 11. Disipadores térmicos empleados en la PCB de potencia.

### 4. Componentes auxiliares

<b>Nombre</b>	<b>Descripción</b>	<b>Uds</b>	<b>Precio unitario [€]</b>	<b>Precio Total [€]</b>
<b>FL1</b>	Filtro de modo común, 50VDC, 80 m $\Omega$ ; 1,5 A, 180 mm	1	0,97	0,97
<b>PS1</b>	Convertidor DC/DC aislado (SMD), 1W, 4.5-5.5 V input, 12 V, 84mA	1	4,39	4,39
<b>C21</b>	Condensador electrolítico de aluminio, 25V, 100 $\mu$ F	1	0,24	0,24
<b>J2</b>	Conector estándar D-sub, 9 posiciones, hembra	1	1,34	1,34
<b>J4,J5</b>	Bloques terminales fijos 3P 6.35 mm, 90 DEG	2	2,62	5,24
<b>TOTAL</b>	-	<b>6</b>	-	<b>12,18 €</b>

Tabla 12. Componentes auxiliares empleados en la PCB de potencia.

## EQUIPO UTILIZADO

Los aparatos y puestos de trabajo del laboratorio empleados según las tareas requeridas se muestran en la Tabla 12. Se estima el valor de todos los equipos utilizados en 6.000 €.

Nombre	Tiempo [h]
Osciloscopio	60
Generador de señales	60
Fuentes de alimentación	60
Ordenador simulación	140
Ordenador diseño PCB	320
Puesto de soldadura y pruebas	140
<b>TOTAL</b>	<b>780</b>

Tabla 13. Tiempo utilizado con el equipo del laboratorio.

## MANO DE OBRA

Considerando el tiempo dedicado a cada una de las etapas del proyecto, incluyendo el montaje y fabricación del prototipo, así como la fase experimental para la recopilación de datos y análisis de resultados, se presentan en la Tabla 13 la duración y el coste asociado a cada una de ellas.

	Sueldo bruto	Etapas	Tiempo [h]	Coste [€]
<b>Ingeniero</b>	30,00 €/h	<b>Diseño PCB sensado</b>	130	1690
		<b>Diseño PCB potencia</b>	190	2470
		<b>Diseño del control</b>	140	1820
<b>Operario</b>	12,00 €/h	<b>Fabricación PCB</b>	48	480
<b>Ingeniero</b>	30,00 €/h	<b>Montaje y soldadura</b>	90	1040
		<b>Pruebas</b>	60	780
<b>TOTAL</b>	-	-	<b>658</b>	<b>8.410 €</b>

Tabla 14. Mano de obra



## COSTE TOTAL

Considerando todos los costes mencionados anteriormente, se ha determinado el coste total del proyecto que se presenta en la Tabla 14. De un valor total de catorce mil seiscientos treinta y siete con treinta y nueve euros.

Nombre	Etapas	Coste [€]
<b>MATERIAS PRIMAS</b>	<b>Sensado</b>	82,67
	<b>Potencia</b>	69,68
	<b>Control</b>	34,73
	<b>PCBs</b>	40,39
<b>EQUIPO</b>	-	6.000
<b>MANO DE OBRA</b>	-	8.410
<b>TOTAL</b>	-	<b>14.637,39 €</b>

Tabla 15. Coste total

## BIBLIOGRAFÍA

[1] HU, Yuequan. LIU, Iris. XIE, Kevin. BHATIA, Tamanna. NARAIN, Anuj. High Efficiency and High Power Density Totem-Pole PFC with SiC MOSFETs. Wolfseep, USA. Wolfseep, China. *Technical Article*

[2] Design of active bridge line rectification for SMPS. Infineon. *Technical Article*

[3] McDonald, Bren. Lough, Ben. *Power Factor Correction (PFC) Circuit Basics*. Power Supply Design Seminar. Texas Instruments

[4] Si-SiC-GaN comparison of CoolMOS™, CoolSiC™, and CoolGaN™. Infineon Technologies Austria AG. 2020.

[5] Experience the difference of Si / SiC / GaN technology. Video. [https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/#!?videoid=Baa\\_h-bg9\\_6-gG5c2cb2PB](https://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/#!?videoid=Baa_h-bg9_6-gG5c2cb2PB)

[6] Musil Franz. "How Life Cycle Analyses are Influencing Power Electronics Converter Design." Fronius, International Austria. PCIM Europe 2023.

[7] Rectification Explained Part 1: Half-Wave Rectification. *Technical Article*

[8] Rectification Explained Part 2: Full-Wave Rectification. *Technical Article*

[9] *PD Rectifier Bridge Circuits*, AND9986. Onsemi.

[10] Daniel G. Aller, Ignacio Castro, Manuel Arias, Diego G. Lamar y Marta M. Hernando. Control digital de una topología *Totem-Pole* para la corrección del factor de potencia. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica de Computadores y Sistemas, Gijón. *Technical Article*

[11] Jan M. Rabaey, Anantha Chandrakasan, Borivoje Nikolic. Digital integrated circuits and design perspective. 2<sup>nd</sup> Edition.

[12] Schematics TDTTP2500P100\_0v1 by *Transphorm*.

[13] Amplificador búfer. [https://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador\\_b%C3%BAfer](https://es.wikipedia.org/wiki/Amplificador_b%C3%BAfer)

[14] Schmitt Trigger. <https://descubrearduino.com/schmitt-trigger-que-es-y-como-funciona/>

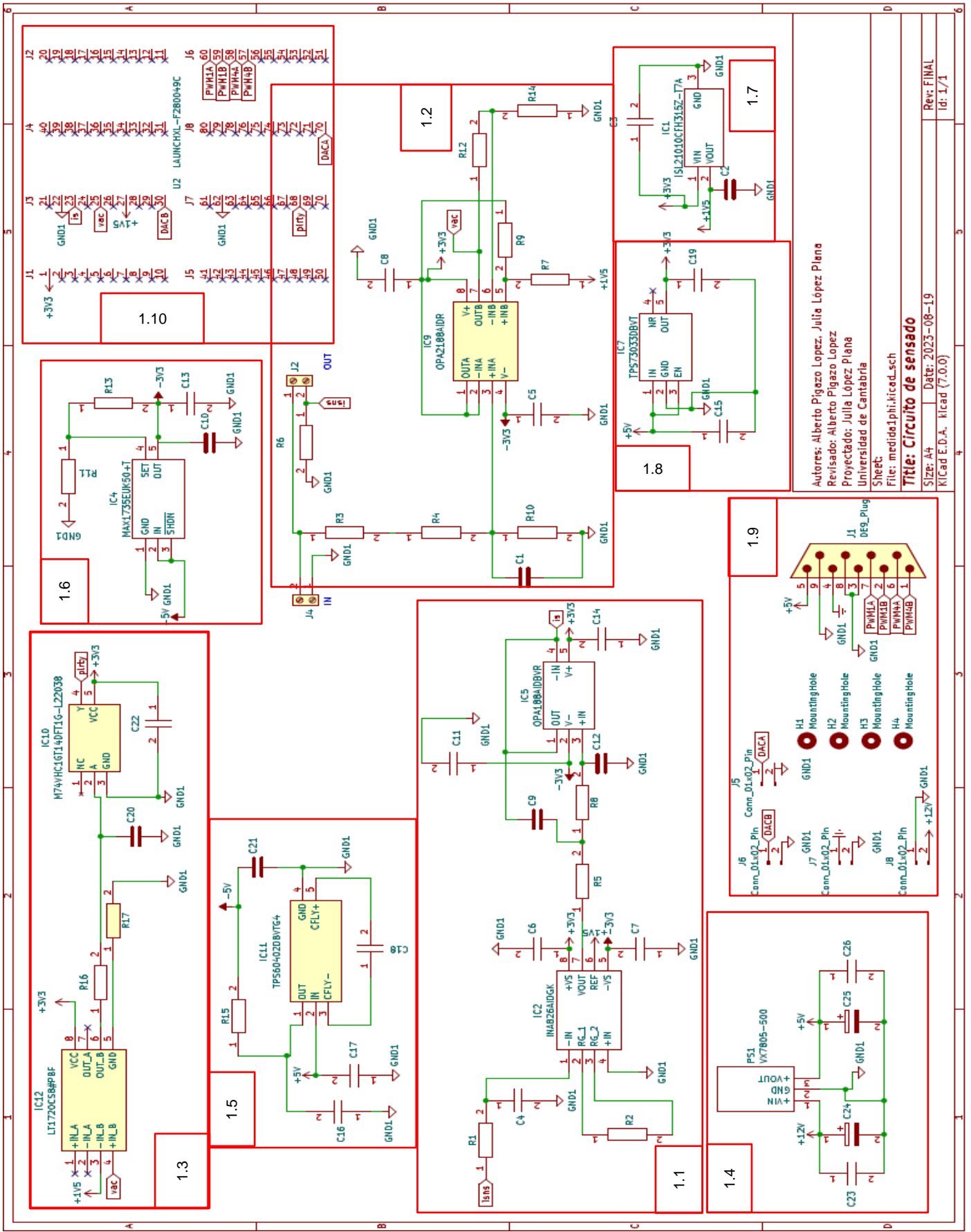
[15] F280049C LaunchPad™ development kit C2000™ Piccolo™ MCU. *Texas Instruments*. [LAUNCHXL-F280049C | Buy TI Parts | TI.com](#)

# **ANEXOS**

## **ANEXO A: PLANOS PBC SENSADO**

### **1. Esquema general: Circuito de sensado**

- 1.1. Seguidor de corriente**
- 1.2. Seguidor de tensión**
- 1.3. Circuito comparador lineal**
- 1.4. Circuito de alimentación 12 V a 5 V**
- 1.5. Circuito de alimentación +5 V a – 5V**
- 1.6. Circuito de alimentación -5V a – 3.3V**
- 1.7. Circuito de alimentación 5V a 3.3V**
- 1.8. Circuito de alimentación 3.3V a 1.5V**
- 1.9. Conectores externos**
- 1.10. Conectores microcontrolador**



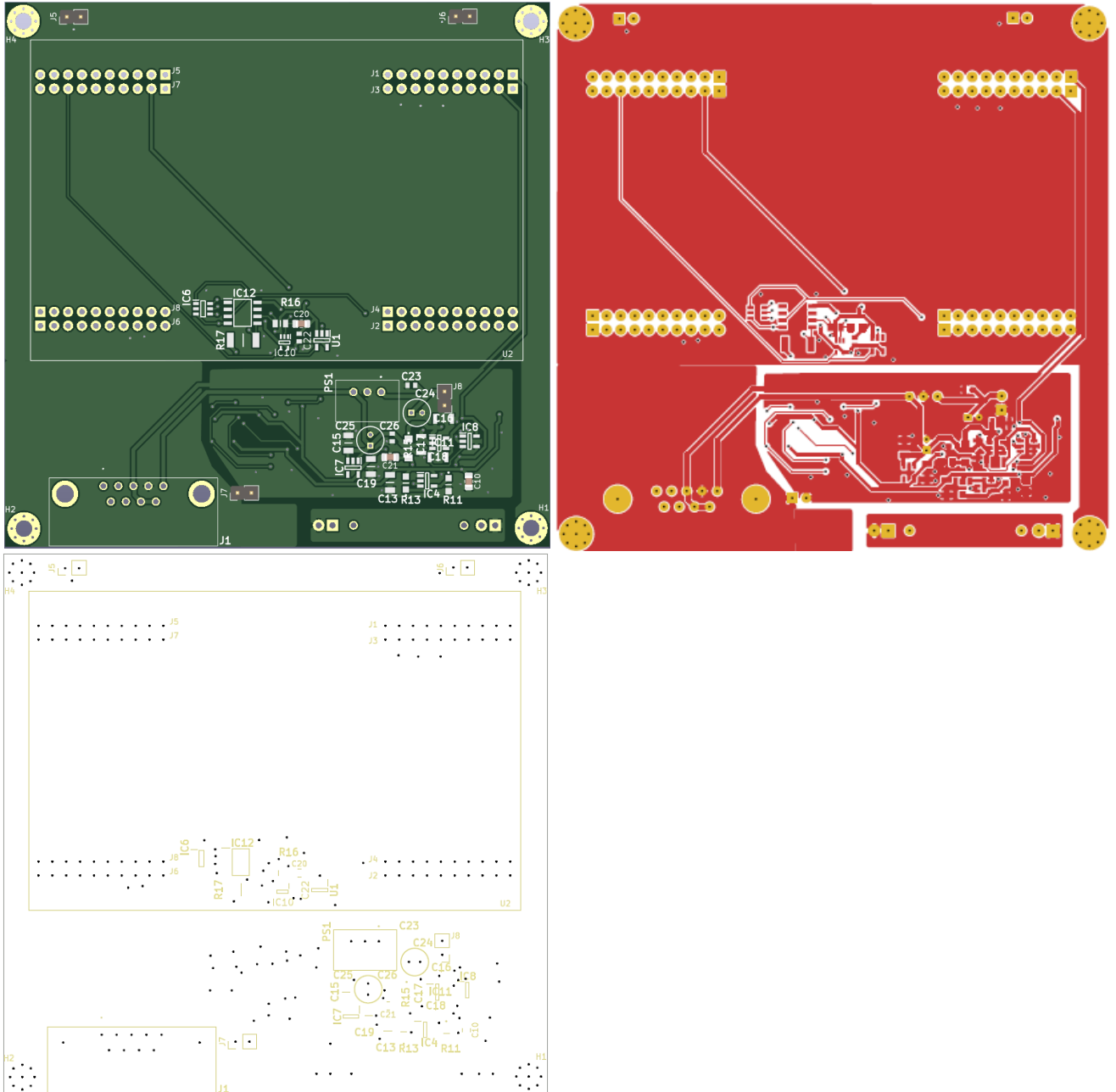
Autores: Alberto Pigazo Lopez, Julia López Plana  
 Revisado: Alberto Pigazo Lopez  
 Proyectado: Julia López Plana  
 Universidad de Cantabria  
 Sheet:  
 File: medida1phi.kicad.sch  
**Title: Circuito de sensor**  
 Size: A4 Date: 2023-08-19  
 Kicad E.D.A. Kicad (7.0.0)  
 Rev: FINAL  
 Id: 1/1

## 2. Esquemas: Lado TOP

### 2.1. Vista 2D Kikad

### 2.2. Vista en planta TOP

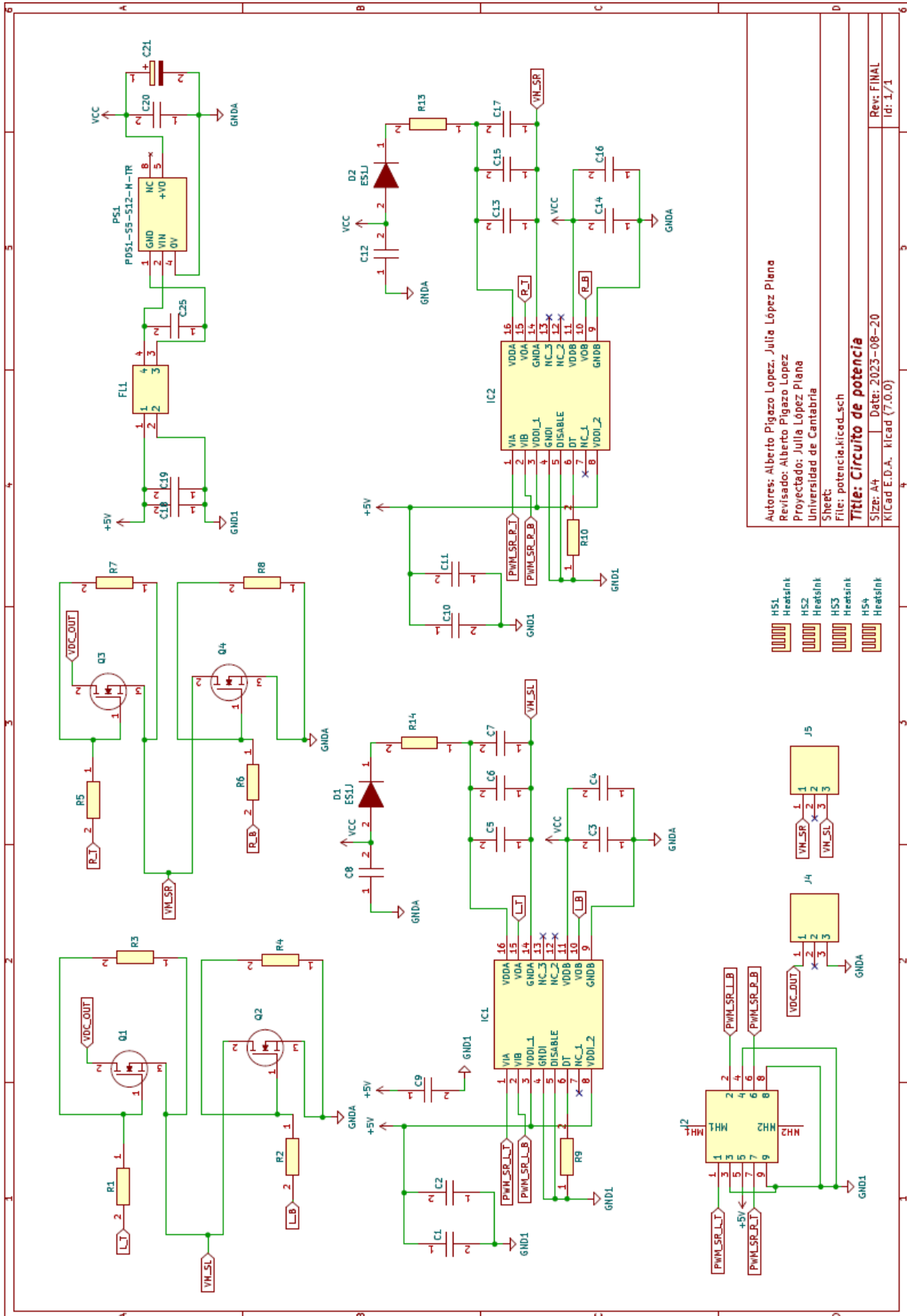
### 2.3. Vista en planta ubicación componentes TOP





# ANEXO B: PLANOS PBC POTENCIA

## 1. Esquema general: Circuito de potencia

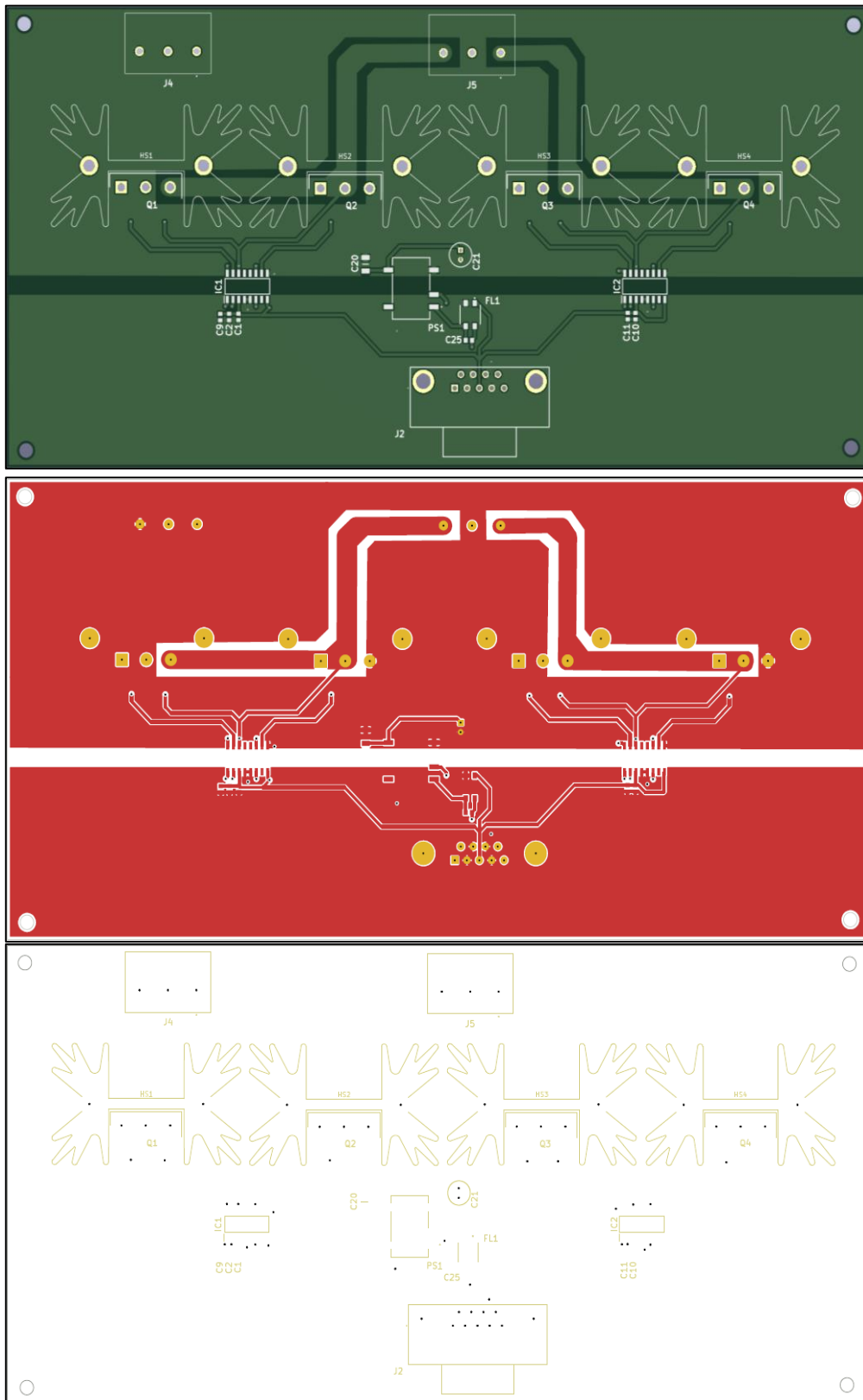


## 2. Esquemas: Lado TOP

### 2.1. Vista 2D

### 2.2. Vista en planta TOP

### 2.3. Vista en planta ubicación de los componentes TOP



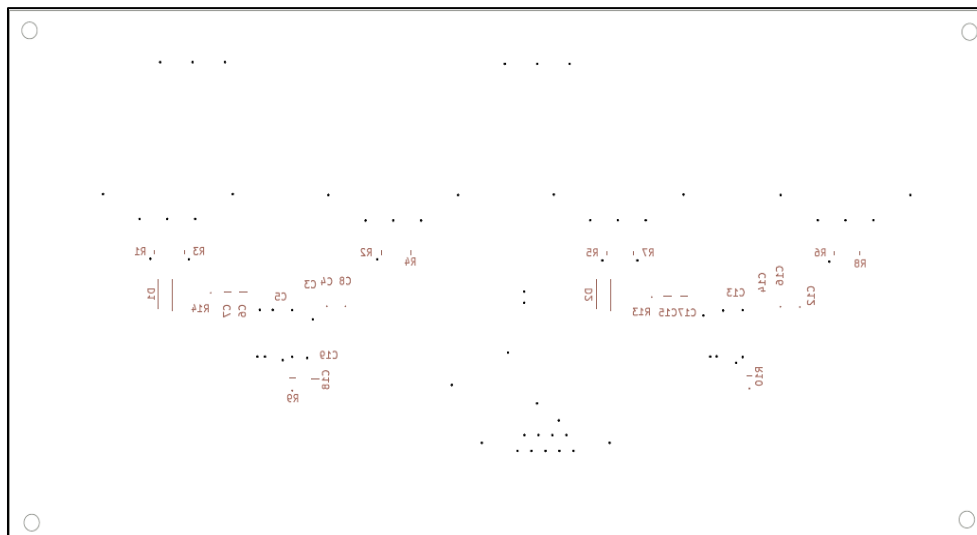
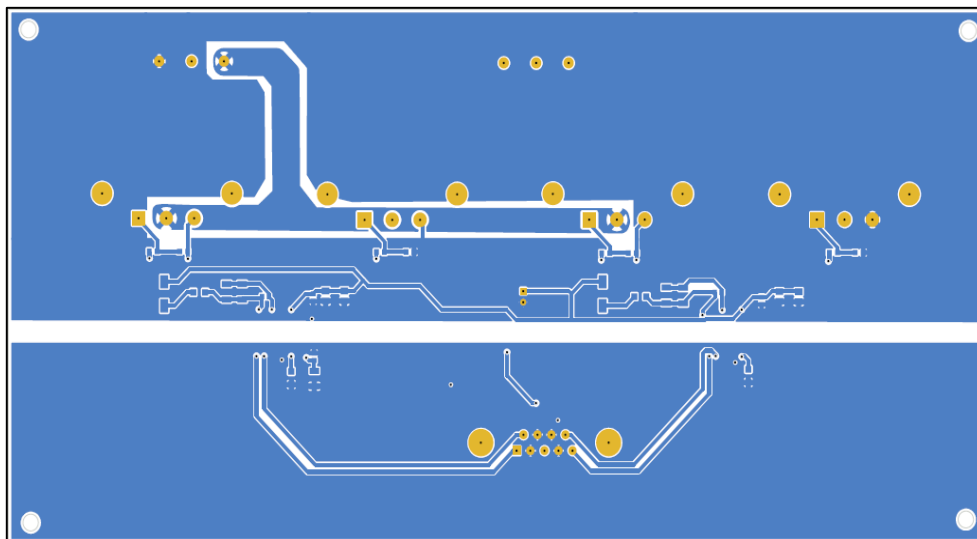
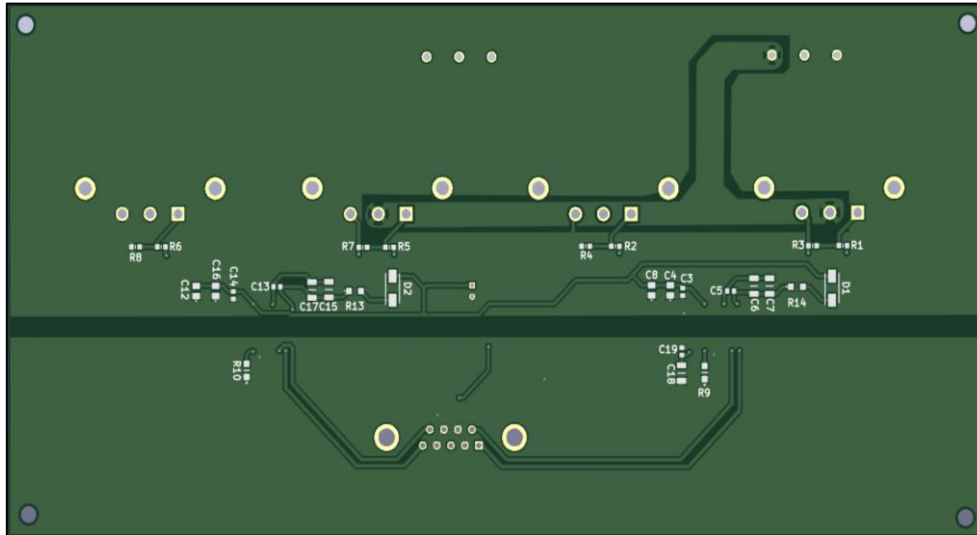


### 3. Esquemas: Lado BOTTOM

#### 3.1. Vista 2D

#### 3.2. Vista en planta BOTTOM

#### 3.3. Vista en planta ubicación de los componentes BOTTOM



## **ANEXO C: HOJAS DE CARACTERÍSTICAS**

- 1. MOSFETS 726-IPW60R099P6XKSA1**
- 2. DRIVERS 634-SI8233BB-D-IS1**
- 3. LAUNCHXL-F28379D**